

V TOMTO SEŠITĚ

Samsung se představuje	121
OPERAČNÍ ZESILOVAČE nejen podle pana Soclofa	
Řešené úkoly pro obvody s OZ	123
Neinvertující zesilovač	123
Invertující zesilovač	123
Rozdílový zesilovač	123
Součtový zesilovač	124
Převodník proud-napětí	124
Převodník napětí-proud	124
Aktivní dolní propust	124
Horní propust	125
Přesný dvoucestný usměrňovač	125
Přesný vrcholový detektor	125
Logaritmický převodník	126
Exponenciální převodník	126
Proudový integrátor	126
Schmittův klopný obvod	126
Stabilizátor napětí	127
Zdroj konstantního proudu	127
Zdroje proudu	128
Zesilovače s regulací zesílení	128
a další (celkem 85) řešené úlohy.	
Měření střídý srovnávací osciloskopickou metodou	151
Akustické výstupní zařízení Telegram	153
Technické údaje vybraných operačních zesilovačů	
Linear Technology	154
Inzerce	160

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydavatel: Vydavatelství MAGNET-PRESS, s. p., 135 66 Praha 1, Vladislavova 26, tel. 26 06 51.
Redakce: 113 66 Praha 1, Jungmannova 24, tel. 26 06 51. Šéfredaktor L. Kalousek, OK1FAC, linka 354, sekretariát linka 355.
Tiskne: Naše vojsko, tiskárna, závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23.
Rozšiřuje Magnet Press a PNS, informace o předplatném podá a objednávkou přijímá každá administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelské středisko. Objednávky předplatného přijímá i redakce. Velkoobchodní a prodejci si mohou objednat tento titul za výhodných podmínek přímo na oddělení velkoobchodu Vydavatelství MAGNET Press (tel. 26 06 51 – 9, linka 386).
Podávání novinových zásilek povoleno Ředitelstvím pošt. přeprav Praha č. 348/93 ze dne 2. 2. 1993.
Pololetní předplatné 29,40 Kčs. Objednávky do zahraničí vyřizuje ARTIA, a.s., Ve smědkách 30, 11 27 Praha 1.
Inzerce přijímá osobně i poštou vydavatelství MAGNET-PRESS, inzertní oddělení, Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-9, linka 294 i redakce AR.
Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor. Nevýžádané rukopisy nevracíme.
ISSN 0139-7087 číslo indexu 46 044.
Toto číslo má vyjít podle plánu 16. 7. 1993.
© Vydavatelství MAGNET-PRESS 1993

SAMSUNG

SE PŘEDSTAVUJE

V našich přehledech historie a současnosti předních světových firem z oblasti elektroniky a výpočetní techniky chyběla zatím firma z Korejské republiky. Přitom přední korejské firmy jsou dnes na světových trzích důstojnými partnery předních světových firem, jimž úspěšně v mnoha oblastech konkurují.

Vedoucí obchodní společností v Korejské republice je v současné době firma Samsung, která oslavila před několika lety 50. výročí svého založení. Samsung rozvíjí své aktivity především ve třech oborech techniky: v elektronice, inženýrství a v chemii. Pokud jde o elektroniku je snahou firmy stát se vedoucím výrobcem jak v oblasti spotřební elektroniky, tak v oblasti průmyslové elektroniky. Jméno Samsung má v Koreji velmi dobrý zvuk a je spojováno s pojmy jako neustálé inovace, jakost a stálý rozvoj výroby. Navíc, jak říká předseda společnosti Samsung, Lee, Kun Hee, „pracovali jsme na naší dobré reputaci dlouho a tvrdě, nyní, a více než kdy jindy, musíme navíc pracovat tak, abychom přispěli k zajištění uspokojivějšího a šťastnějšího života pro lidi na celém světě.“

Z historie

Historie společnosti Samsung začala v roce 1938, kdy zakladatel firmy, Lee, Byung-Chull, začal v Taegu svoji činnost s počátečním kapitálem asi \$ 2000 a zhruba 40 zaměstnanci. Firma spolupracovala s partnery v tehdejší Mandžusku a v dalších sousedních oblastech a rychle se rozvíjela.

V roce 1948 bylo sídlo firmy přeneseno do Soulu a současně firma začala vyvíjet aktivity v celé jihovýchodní Asii i ve Spojených státech, čímž se transformovala na mezinárodní obchodní společnost.

V 60. letech byla společnost Samsung na čele ekonomické rekonstrukce korejského průmyslu. Rekonstrukce začala po skončení korejské války a Samsung již v roce 1953 realizoval domácí technologii vybavenou velkou stavbu – rafinerii cukru. V příštím roce se společnost začala zabývat i zpracováním vlny s využitím nejmodernější technologie a kontroly jakosti. Koncem 50. let je Samsung již největší korejskou společností s širokými zájmy v obchodě, lehkém průmyslu a bankovníctví.

V šedesátých letech se korejský průmysl rozvíjel bouřlivým tempem. V této době se stal Samsung např. největším výrobcem hnojiv na světě (produkce 330 000 tun za rok), což kromě jiného umožnilo splnit jeden z plánů Korejské republiky té doby – stát se soběstačnou ve „výrobě“ rýže. Další aktivity společnosti byly zaměřeny do těžkého a chemického průmyslu, od roku 1969 i do elektrotechnického průmyslu. V této době prvním cílem společnosti bylo získat moderní technologie a druhým cílem proniknout na světové trhy.

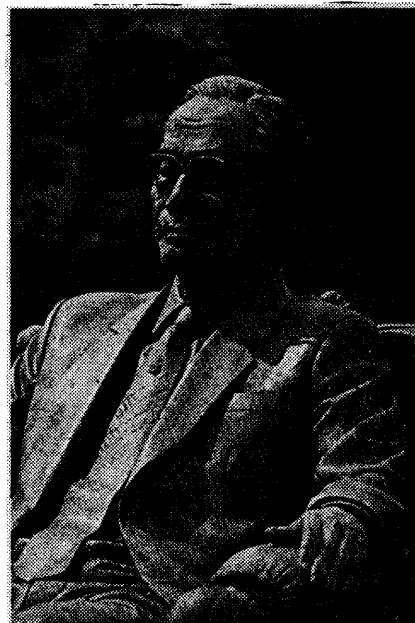
Rozvoj korejského průmyslu neskončil ani v 70. letech, pozadu nezůstávala ani společnost Samsung. V roce 1974 rozšířila své aktivity i do těžkého průmyslu, stavby lodí, petrochemie, přesného strojírenství a „kosmického“ průmyslu. Pokud jde o elektroniku, např. křemíkové plátky začal Samsung vyrábět v roce 1974, ve stejném roce začala výroba elektronových trysek pro osciloskopy. Ještě koncem 70. let vyráběl Samsung videorekordéry, integrované obvody pro televizní přijímače a telefonní ústředny.

V 80. letech se stal Samsung pionýrskou společností v tzv. high-tech, investoval velké

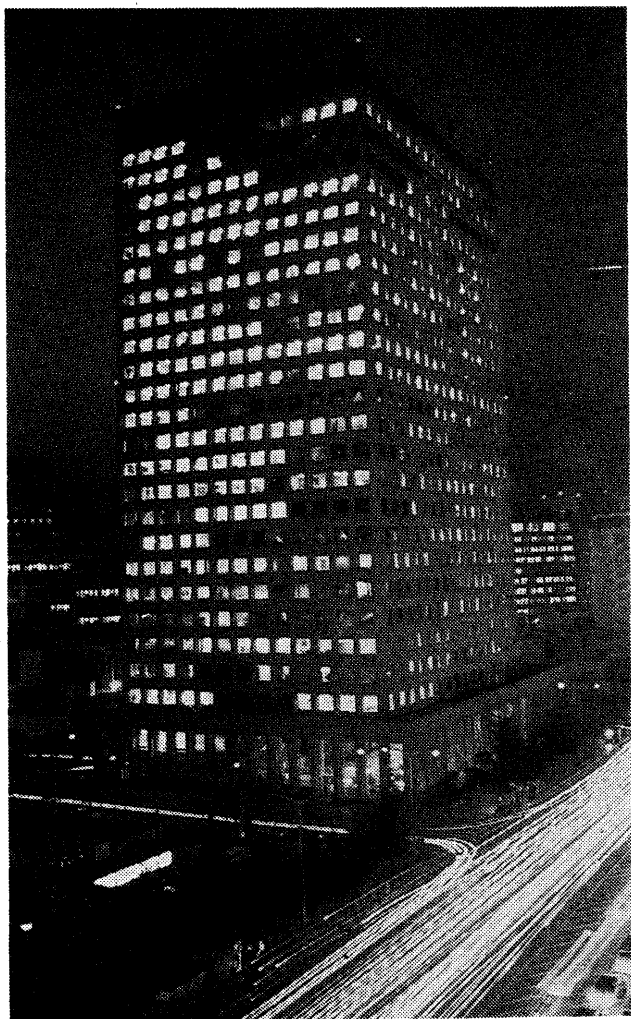
prostředky do projektu VLSI (integrované obvody s velkou hustotou integrace). Vyvinul a vyráběl polovodičový čip DRAM 4 M (v roce 1989) a v roce 1990 dokázal na DRAM 16 M, že jím používané technologie dosáhly mezinárodně uznávané úrovně. Také vlastní technologie používání používané firmou Samsung se ukázaly jako velmi dobré a umožnily výrobu speciálních integrovaných obvodů (ASIC) a mikroprocesorů pro širokou oblast výrobků spotřební i průmyslové elektroniky. Samsung dosáhl vynikajících výsledků i při vývoji dalších technologických postupů, v genetickém inženýrství je toho důkazem např. vývoj tzv. interferonů (z roku 1982) a dále např. vývoj a výroba průmyslových robotů (v roce 1984). V 80. letech byl také založen první zahraniční závod Samsung v Portugalsku na výrobu zařízení pro spotřební elektroniku.

V 90. letech pak rozvoj firmy pokračoval a byl zaměřen především na elektroniku, strojírenství a chemický průmysl. U společnosti Samsung probíhá a stále ještě probíhá změna řízení, která je založena na třech klíčových konceptech: na řízení orientované na „člověka“ (human-oriented management), na řízení, orientované na moderní techniku (technology-oriented management) a na řízení, které se samo „seřizuje“ (self-regulating management). Výsledky všech změn by měly být zárukou toho, že i v 21. století bude Samsung jednou z vedoucích světových průmyslových společností, přitom deviza společnosti zůstává stejná jako v minulosti: plně uspokojovat potřeby zákazníků zboží i službami co nejvyšší jakosti. Přitom se počítá, že roční obrát společnosti bude kolem roku 2000 asi 200 miliard dolarů.

Vedoucí roli firmy Samsung Electronics Co. v Koreji dokumentuje to, že v roce 1991 dosáhla jako první ve vývozu zboží do zahraničí za jeden rok sumy 4 miliard dolarů, což



Zakladatel firmy Samsung, Lee, Byung – Chull



Sídlo vedení společnosti v Soulu



Porada kontrolerek jakosti výroby

bylo celkem 2 % celkového ročního vývozu všech korejských elektronických výrobců. Důležitost celé společnosti Samsung pro korejskou společnost dokumentuje kromě jiného i skutečnost, že v roce 1991 bylo mezi stovkou předních korejských firem (pokud jde o objem celkových obchodů) všech 12 firem, sdružených ve společnosti. Než si uvedeme pro zajímavost seznam firem, sdružených ve společnosti Samsung, ještě jedna zajímavost – moderní řízení společnosti je zajištěno i sítí VAN (value-added network), instalovanou mezi Samsung a subdávatele, což umožňuje přesnou a operativní informovanost o všem, co je k řízení tak rozsáhlého kolosu třeba.

Společnost Samsung tvoří tyto firmy:

Samsung Electronics Co., má své pobočné závody v USA a v SRN, ve Střední a Jižní Americe a v Asii. Firma investuje především do výroby a výzkumu polovodičových součástek a do vývoje nových výrobků. Výsledkem bylo např. zavedení výroby přehrávačů CD, televizních přijímačů s velkou rozlišovací schopností a velkoplošnou obrazovkou atd. Kromě TVP, videomagnetofonů a přehrávačů CD vyrábí firma i digitální kazetové magnetofony, „barevné“ tiskárny, rozhlasová zařízení, zařízení pro domácí automatizaci, notebooky (ve spolupráci s firmou Motorola), automatizační zařízení pro kanceláře, faxy a kopírky. Firma má čtyři hlavní závody: **Consumer Electronics Business** (audio/video, zařízení pro domácnost,

chladicí a topná zařízení, kancelářské stroje, průmyslová automatizační zařízení), **Computer a Systems Business** (PC, přenosná PC, mikro/minipočítače, LAN, VAN, CTS, IBS, multimedia atd.), **Semiconductor Business** (paměti, lineární IO, logické IO, spotřebitelské IO, mikroprocesory, MOSFET, LCD atd.), **Information Systems Business** (komunikační systémy s vláknovou optikou, telekomunikační zařízení, integrované telekomunikační systémy, automatizační zařízení atd.).

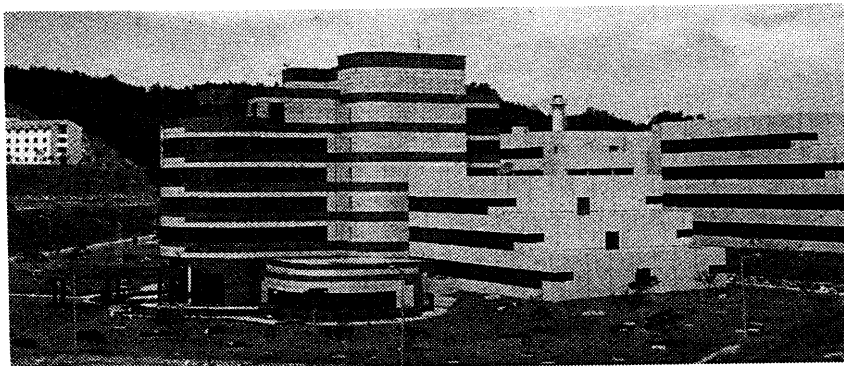
Samsung Electron Devices Co. vyrábí barevné obrazovky, obrazovky pro speciální účely, ploché panelové displeje a informační panely. Tato firma spolupracuje kromě jiného i s firmou Hewlett-Packard, má kancelář např. i ve Frankfurtu.

Samsung Electro-mechanics Co. byla založena v roce 1973 a vyrábí hlavy pro magnetofony (audio/video), mikromotory

pro kamkordéry, zařízení pro kabelovou televizi a zařízení pro průmyslové účely.

Další firmy společnosti jen stručně: Samsung Corning Co. vyrábí speciální skleněné výrobky (např. baňky pro obrazovky) a technickou keramiku, Samsung Medical Systems Co. ve spolupráci s General Electric vyrábí např. rentgenové přístroje, monitorovací systémy atd., Samsung Data Systems Co. se zabývá vývojem software pro SI (system integration), VAN, CIM (computer-integrated manufacturing), POPS (practical office publishing software) atd., Samsung Hewlett-Packard Co. je distribuční firmou počítačů a měřicích přístrojů.

Ostatní firmy společnosti Samsung se zabývají výrobou v oblasti těžkého průmyslu, petrochemického, chemického, potravinářského a jiného průmyslu, včetně např. hodinářského, společnost má i vlastní pojišťovnu, poskytuje finanční a informační služby.



Budova výzkumného ústavu Samsung (Advanced Institute of Technology)

OPERAČNÍ ZESILOVAČE nejen podle pana Soclofa

Ing. Josef Punčochář

V roce 1988 jsem si koupil ruský překlad knihy [1] Sidney Soclofa: Analog Integrated Circuits, Prentice-Hall, Inc. 1985. Operačním zesilovačům je věnováno asi 130 stran textu. Z toho 33 stran tvoří zadání příkladů, které nejsou vyřešeny. Při jejich řešení jsem zjistil, že soubor tvoří příkladný výběr různých principů, které jsou při aplikacích operačních zesilovačů využívány. Způsob řešení příkladů je užitečným přehledem postupů, které lze používat při analýze obvodů s operačními zesilovači.

Proto základní osnovou této publikace budou příklady podle „pana Soclofa“ s doplněním podle vlastních zkušeností a běžně dostupné literatury.

Základní definice rozdílového operačního zesilovače je uvedena například v [2]. Je definován ideální operační zesilovač, jsou definovány parametry neideálních zesilovačů, jsou odvozeny základní vlastnosti neinvertujícího a invertujícího zapojení operačního zesilovače.

Pokud nebude uvedeno jinak, uvažujeme, že operační zesilovač je ideální, s nekonečně velkým zesílením bez zpětné vazby – A_{OL} .

ŘEŠENÉ ÚKOLY

ÚKOL 1: Dokažte, že zesílení neinvertujícího zesilovače na obr. 1 je popsáno vztahem $A_N = u_o/u_i = (1 + Z_2/Z_1)/(1 + (1 + Z_2/Z_1)/A_{OL})$.

Pro reálný zesilovač platí

$$u_o = u_d \cdot A_{OL}$$

kde u_o je výstupní napětí,

u_d rozdílové (diferenční) napětí na vstupu, A_{OL} zesílení bez zpětné vazby.

Zanedbáme-li vstupní proudy operačního zesilovače, platí

$$u_i = u_d + u_- = u_o/A_{OL} + u_-$$

$$u_- = u_o \cdot Z_1/(Z_1 + Z_2)$$

u_- je napětí na invertujícím vstupu.

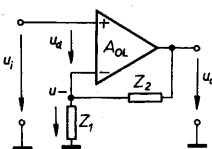
Řešením posledních dvou rovnic snadno určíme

$$A_N = u_o/u_i = (1 + Z_2/Z_1)/(1 + (1 + Z_2/Z_1)/A_{OL}) \quad (1)$$

Pro ideální operační zesilovač je $A_{OL} = \infty$ ($u_d = 0$) a

$$A_N = 1 + Z_2/Z_1 \quad (1a)$$

Zesílení určují pouze zpětnovazební impedance Z_1 a Z_2 , operační zesilovač nemá vliv.

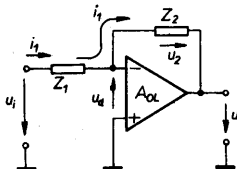


Obr. 1. Zapojení neinvertujícího zesilovače

Do neinvertujícího vstupu neteče žádný proud, vstupní odpor zapojení na obr. 1 je nekonečně velký.

ÚKOL 2: Dokažte, že zesílení invertujícího zesilovače na obr. 2 je

$$A_{IN} = u_o/u_i = -(Z_2/Z_1)/(1 + (1 + Z_2/Z_1)/A_{OL})$$



Obr. 2. Zapojení invertujícího zesilovače

Úbytek napětí na impedanci Z_1 je roven součtu napětí u_i a u_d . Proto

$$i_i = (u_i + u_d)/Z_1$$

Zanedbáme-li vstupní proudy operačního zesilovače, platí

$$u_2 = Z_2 i_i$$

Dále platí

$$u_o = -u_d - u_2$$

Dosadíme-li za $u_d = u_o/A_{OL}$, lze z uvedeného souboru vztahů snadno určit, že

$$u_o = -u_o/A_{OL} - (Z_2/Z_1) \cdot (u_i + u_o/A_{OL})$$

Po jednoduché úpravě dostaneme

$$A_{IN} = u_o/u_i = -(Z_2/Z_1)/(1 + (1 + Z_2/Z_1)/A_{OL}) \quad (2)$$

Pro ideální operační zesilovač je $A_{OL} = \infty$ ($u_d = 0$) a

$$A_{IN} = -Z_2/Z_1 \quad (2a)$$

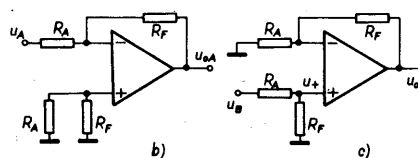
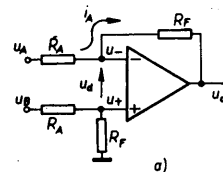
zesílení opět určují pouze zpětnovazební impedance obvodu.

Vstupní proud je určen napětím u_i a impedancí Z_1 , proto vstupní impedance zapojení na obr. 2 je rovna přímo impedanci Z_1 .

ÚKOL 3: Rozdílový zesilovač (obrázky 3) – dokažte, že zesílení je popsáno vztahem

$$u_o = R_F/R_A \cdot (u_B - u_A)$$

Řešení 1: Předpokládáme, že $A_{OL} = \infty$, $u_d = 0$. Platí:



Obr. 3.a) Zapojení rozdílového zesilovače, b) určení „příspěvku“ napětí u_A , c) určení „příspěvku“ napětí u_B

$u_+ = u_B R_F/(R_A + R_F)$ je napětí na neinvertujícím vstupu,

$$i_A = (u_A - u_-)/(R_A + R_F),$$

$$u_- = u_A - R_A i_A = u_A - R_A \cdot (u_A - u_-)/(R_A + R_F).$$

Pro ideální operační zesilovač platí

$$u_+ - u_- = u_d = 0,$$

proto $u_+ = u_-$. Odsud lze určit

$$u_B R_F/(R_A + R_F) = u_A - R_A \cdot (u_A - u_-)/(R_A + R_F).$$

Úpravou dostaneme

$$u_o = (u_B - u_A) \cdot R_F/R_A \quad (3)$$

Řešení 2: Pomocí principu superpozice – počítáme „příspěvek“ každého signálu zvlášť, přičemž ostatní signály jsou nulové (ostatní vstupy připojíme na zem).

Napětí u_A je zesilováno „invertující cestou“. Při $u_B = 0$ je „příspěvek“ napětí u_A k výstupnímu napětí možno počítat podle vztahu (úkol 2 – obr. 3b)

$$u_{oA} = -u_A R_F/R_A$$

Napětí u_B je zesilováno „neinvertující cestou“. Nejdříve je ovšem děleno dělícím R_A , R_F , $u_+ = u_B R_F/(R_A + R_F)$.

Při $u_A = 0$ (obrázky 3c) je „příspěvek“ napětí u_B k výstupnímu napětí možno určit podle vztahu (úkol 1)

$$u_{oB} = u_+ (1 + R_F/R_A) = \frac{u_B R_F}{R_A + R_F}$$

$$\frac{R_A + R_F}{R_A} = u_B R_F/R_A$$

Pokud pracuje zesilovač v lineární oblasti, platí pro „celkové“ výstupní napětí princip superpozice, jednotlivé „příspěvky“ lze sečíst. Proto

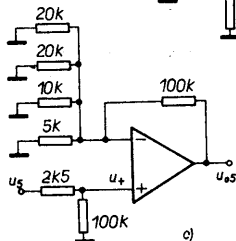
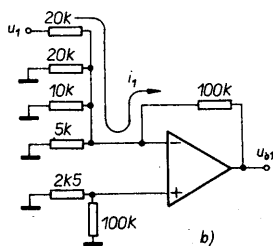
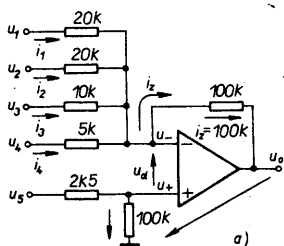
$$u_o = u_{oA} + u_{oB} = (u_B - u_A) R_F/R_A.$$

Pomocí principu superpozice můžeme snadno určit i zesílení pro neideální operační zesilovač, použijeme-li vztahy (1) a (2) z úkolu 1 a 2

$$u_o = (u_B - u_A) (R_F/R_A) / [1 + (1 + R_F/R_A)/A_{OL}] \quad (3a).$$

ÚKOL 4: Součtový zesilovač (obr. 4) – dokažte, že

$$u_o = -5u_1 - 5u_2 - 10u_3 - 20u_4 + 40u_5.$$



Obr. 4.a) Součtový zesilovač, b) určení „příspěvku“ napětí u_1 , c) určení „příspěvku“ napětí u_5

Řešení 1: Předpokládáme ideální operační zesilovač, $u_d = 0$.

Platí $u_- = u_+$,

$$u_+ = u_5 \cdot 100 / (100 + 2,5),$$

$$i_1 = (u_1 - u_+) / 20 \text{ k}\Omega, \quad i_2 = (u_2 - u_+) / 20 \text{ k}\Omega,$$

$$i_3 = (u_3 - u_+) / 10 \text{ k}\Omega, \quad i_4 = (u_4 - u_+) / 5 \text{ k}\Omega.$$

Přes zpětnovazební rezistor musí protéci proud

$$i_z = i_1 + i_2 + i_3 + i_4$$

a platí

$$u_o = u_- - i_z \cdot 100 \text{ k}\Omega = u_+ - i_z \cdot 100 \text{ k}\Omega = u_+ - 100 \text{ k}\Omega \left[(u_1 - u_+) / 20 \text{ k}\Omega + (u_2 - u_+) / 20 \text{ k}\Omega + (u_3 - u_+) / 10 \text{ k}\Omega + (u_4 - u_+) / 5 \text{ k}\Omega \right] = \pi - 5u_1 - 5u_2 - 10u_3 - 20u_4 + 41u_5 = -5u_1 - 5u_2 - 10u_3 - 20u_4 + 40u_5.$$

Řešení 2: Pomocí principu superpozice – obdobně jako v úkolu 3.

„Příspěvek“ napětí u_1 (obr. 4b) je

$$u_{o1} = -u_1 \cdot 100 \text{ k}\Omega / 20 \text{ k}\Omega = -5u_1,$$

ostatní rezistory připojené z invertujícího vstupu proti zemi se neuplatňují, protože je na nich nulové napětí a proto jimi neprotéká žádný proud.

Analogicky určíme „příspěvky“ napětí u_2 ,

$$u_{o2} = -u_2 \cdot 100 \text{ k}\Omega / 20 \text{ k}\Omega = -5u_2,$$

$$u_{o3} = -u_3 \cdot 100 \text{ k}\Omega / 10 \text{ k}\Omega = -10u_3,$$

$$u_{o4} = -u_4 \cdot 100 \text{ k}\Omega / 5 \text{ k}\Omega = -20u_4.$$

Situace pro napětí u_5 je na obr. 4c. Paralelně řazené odpory 20k, 20k, 10k a 5k tvoří ekvivalentní odpor 2k5 a proto

$$u_{o5} = u_+ \cdot (1 + 100 \text{ k}\Omega / 2 \text{ k}\Omega) = \frac{u_+ \cdot 100 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} \cdot \frac{2 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega} = 40u_+.$$

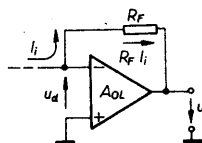
Pokud pracuje zesilovač v lineární oblasti, lze jednotlivé složky výstupního napětí sečíst a platí

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} + u_{o3} + u_{o4} + u_{o5} = -5u_1 - 5u_2 - 10u_3 - 20u_4 + 40u_5.$$

ÚKOL 5: Převodník proud – napětí (obr. 5) – dokažte, že

$$a) \text{ výstupní napětí je } u_o = -I_F R_F / (1 + 1/A_{OL}) \approx -I_F R_F$$

$$b) \text{ vstupní odpor } R_i \text{ je určen vztahem } R_i = R_F / (1 + A_{OL}) \approx R_F / A_{OL}.$$



Obr. 5. Převodník proud – napětí

Zanedbáme-li vstupní proud operačního zesilovače, platí pro výstupní napětí

$$u_o = -R_F I_i - u_d.$$

Dále platí $u_d = u_o / A_{OL}$ a proto po úpravě dostaneme

$$u_o = -I_i R_F / (1 + 1/A_{OL}) \quad (4).$$

Je zřejmé, že pro $A_{OL} \gg 1$ lze výraz $1/A_{OL}$ proti 1 zanedbat.

Při dané orientaci proudu I_i a napětí u_d je vstupní odpor R_i určen vztahem (mínus proto, že šipka proudu jde proti směru u_d)

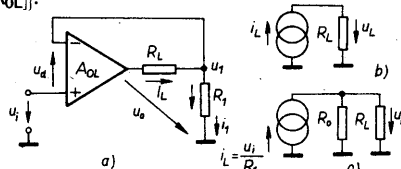
$$R_i = -u_d / I_i = -u_o / (A_{OL} I_i) = \frac{-I_i R_F / (1 + 1/A_{OL})}{A_{OL} I_i} = \frac{R_F}{(1 + A_{OL})}.$$

Pro ideální operační zesilovač ($A_{OL} \rightarrow \infty$) tedy výstupní napětí odpovídá pouze vstupnímu proudu I_i a vstupní odpor převodníku je nulový.

ÚKOL 6: Převodník napětí – proud (obr. 6) – dokažte, že

a) pro $A_{OL} \gg 1 + R_L/R_1$ platí $I_L = u_i/R_1$,

b) obecně platí $I_L = u_i / [R_1 (1 + (1 + R_L/R_1)/A_{OL})]$.



Obr. 6.a.) Převodník napětí – proud, b) náhradní schéma s ideálním zdrojem proudu, c) s neideálním zdrojem proudu

Řešení a: Předpokládáme ideální operační zesilovač, $A_{OL} = \infty$. Potom platí přímo $u_d = 0$ a $u_1 = u_i$. Rezistorem R_1 proto protéká proud $i_1 = u_1/R_1 = u_i/R_1$ a jsou-li vstupní proudy zesilovače zanedbatelné, platí

$$I_L = i_1 = u_i/R_1 \quad (6).$$

Řešení b: Není-li $A_{OL} = \infty$, musíme uvažovat i rozdílové napětí $u_d = u_o/A_{OL}$ a musíme proto určit i velikost u_o .

Pro $i_1 = I_L$ zřejmě platí

$$u_o = R_L I_L + R_1 I_L,$$

$$u_i = u_d + R_1 I_L = u_o/A_{OL} + R_1 I_L.$$

Dosadíme-li do druhé rovnice za u_o , dostaneme

$$u_i = I_L (R_L + R_1) / A_{OL} + R_1 I_L \quad (7).$$

a úpravou snadno určíme, že $I_L = u_i / [R_1 (1 + (1 + R_L/R_1)/A_{OL})]$

Vztah (7) přejde ve vztah (6), je-li $(1 + R_L/R_1)/A_{OL} \ll 1$.

Nevýhodou ovšem je, že žádný vývod zátěže R_L není připojen na zemní svorku. Lze určit i výstupní odpor převodníku napětí–proud – ideální situace je znázorněna na obr. 6b. Pro výstupní napětí platí $u_L = I_L R_L$. Neideální zdroj proudu s výstupním odporem R_o je na obr. 6c. Snadno určíme, že $u_L = u_i (R_L/R_1) / (1 + R_L/R_o)$. Použijeme-li nyní pro I_L na obr. 6b vztah (7), dostaneme $u_L = u_i (R_L/R_1) / [1 + (1 + R_L/R_1)/A_{OL}]$. Srovnáním vztahů pro obr. 6b a obr. 6c zjistíme, že odpovídající výstupní odpor je dán vztahem

$$R_o = A_{OL} R_1 R_L / (R_1 + R_L).$$

Pro ideální operační zesilovač je výstupní odpor vždy nekonečně velký a proud I_L není závislý na velikosti výstupního napětí.

ÚKOL 7: Aktivní dolní propust 1. řádu (integrátor, obr. 7) – dokažte, že

a) pro zesílení harmonického signálu platí vztah

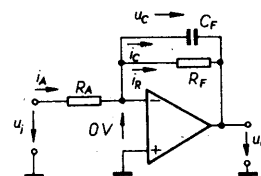
$$A = u_o/u_i = - \frac{R_F}{R_A} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_F C_F};$$

b) je-li u_i jednotkový skok s amplitudou U_i , platí pro výpočet napětí vztah

$$u_o = -U_i (R_F/R_A) (1 - \exp[-t/(R_F C_F)])$$

a pro $t < 0, 1/R_F C_F$ je

$$u_o \approx -U_i t / (R_A C_F).$$



Obr. 7. Dolní propust 1. řádu

Při řešení úkolu a vyjdeme ze vztahu (2a) (úkol 2), přičemž $Z_1 = R_A$ a

$$Z_2 = \frac{R_F \cdot 1/(j\omega C_F)}{R_F + 1/(j\omega C_F)} = \frac{R_F}{1 + j\omega R_F C_F}.$$

Potom dostaneme přímo

$$-A = u_o/u_i = -Z_2/Z_1 = - \frac{R_F}{R_A} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_F C_F} \quad (8).$$

Řešení úkolu b je poněkud obtížnější, ale lze je nalézt například s pomocí [3]. Použije-li se Laplaceovy transformace, lze získat obrazový přenos (impedanci), nahradíme-li výraz $1/(j\omega C)$ výrazem $1/(pC)$ a výraz $j\omega L$ výrazem pL ($j\omega \rightarrow p$). Vztah (8) potom přejde ve vztah

$$A(p) = U_o(p)/U_i(p) = - \frac{R_F}{R_A} \cdot \frac{1}{1 + p C_F R_F} \quad (9),$$

kteří platí pro Laplaceovu transformaci. Proto platí také

$$U_o(p) = - \frac{R_F}{R_A} \frac{1/\tau}{1/\tau + p} \cdot U_i(p) \quad (10).$$

kde $\tau = R_F C_F$,

$U_o(p)$ je obrazem výstupního a $U_i(p)$ vstupního napětí. Obraz jednotkového skoku o amplitudě $U_i(t=0)$ v Laplaceově transformaci je

$$L[U_i(t=0)] = U_i/p.$$

Obraz výstupního napětí je potom popsán vztahem (odezva na jednotkový skok)

$$U_o(p) = - \frac{R_F}{R_A} U_i \frac{1/\tau}{p(p + 1/\tau)}$$

Odezva na jednotkový skok v časové oblasti se musí určit pomocí zpětné Laplaceovy transformace

$$u_o(t) = L^{-1} \left[- \frac{R_F}{R_A} U_i \frac{1/\tau}{p(p + 1/\tau)} \right] = - \frac{R_F}{R_A} \frac{U_i}{\tau} L^{-1} \left[\frac{1}{p(p + 1/\tau)} \right]$$

Pomocí slovníku Laplaceovy transformace [např. [3] – str. 312] snadno zjistíme, že

$$L^{-1} \left[\frac{1}{(p+a)(p+b)} \right] = \frac{1}{a-b} \cdot [\exp(-bt) - \exp(-at)],$$

pro náš případ je $a = 0$ a $b = 1/\tau$, proto

$$u_o(t) = - \frac{R_F}{R_A} \frac{U_i}{\tau} \frac{\exp(-t/\tau) - \exp(0)}{0 - 1/\tau} = - \frac{R_F}{R_A} U_i [1 - \exp(-t/\tau)] \quad (11).$$

Ke stejnému výsledku musíme ovšem dospět i klasickou metodou. Pro ideální operační zesilovač platí

$$i_A = U_i/R_A, u_o = -u_C, \\ i_A = i_C + i_R,$$

$$U_i/R_A = C_F \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R_F} = -C_F \frac{du_o}{dt} - \frac{u_o}{R_F}$$

Úpravou dostaneme diferenciální rovnici

$$\frac{du_o}{dt} + \frac{u_o}{C_F R_F} = - \frac{U_i}{R_A C_F} \quad (12).$$

Tuto rovnici můžeme řešit rovněž pomocí Laplaceovy transformace. Jestliže

$$L[u_i(t)] = U_i(p),$$

$$L[u_o(t)] = U_o(p),$$

$$L[du_o/dt] = p \cdot U_o(p),$$

$$\text{potom dostaneme } (\tau = C_F R_F)$$

$$p \cdot U_o(p) + U_o(p)/\tau = -U_i(p)/\tau \cdot (R_F/R_A).$$

Po úpravě

$$U_o(p) = - \frac{R_F}{R_A} \frac{1/\tau}{p + 1/\tau} U_i(p),$$

což je výraz identický se vztahem (10) a další postup řešení je proto zcela stejný.

Člen $\exp(-t/\tau)$ lze rozvinout v řadu [4]

$$\exp(-t/\tau) = 1 - \frac{t/\tau}{1!} + \frac{(t/\tau)^2}{2!} - \frac{(t/\tau)^3}{3!} + \dots =$$

$$= |t/\tau| \ll 1 \Rightarrow 1 - t/\tau.$$

Ze vztahu (11) potom dostaneme

$$u_o(t \ll \tau) = - \frac{R_F}{R_A} U_i (1 - 1 + t/\tau) =$$

$$= -U_i t/(R_A C_F) \quad (13).$$

Podmínka $t/\tau \ll 1$ je vždy splněna, je-li $R_F = \infty$. Potom i $C_F R_F = \infty$ a z rovnice (12) snadno určíme, že

$$u_o(t) = - \frac{1}{R_A C_F} \int U_i dt,$$

obvod se chová jako integrátor.

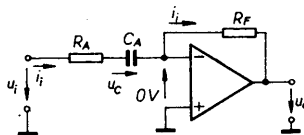
ÚKOL 8: Horní propust (derivátor, obr. 8) – dokažte, že

a) pro zesílení harmonického signálu platí vztah

$$A = u_o/u_i = -j\omega C_A R_F/(1 + j\omega R_A C_A);$$

b) je-li u_i jednotkový skok s amplitudou U_i , je výstupní napětí

$$u_o(t) = -U_i(R_F/R_A) \exp[-t/(R_A C_A)].$$



Obr. 8. Horní propust 1. řádu

Při řešení úkolu a vyjdeme opět ze vztahu (2a), úkol 2, přičemž $Z_2 = R_F$ a $Z_1 = R_A + 1/(j\omega C_A)$. Snadno určíme

$$A = u_o/u_i = -Z_2/Z_1 = -j\omega C_A R_F/(1 + j\omega R_A C_A). \quad (14)$$

Při řešení úkolu b postupujeme analogicky s úkolem 7. Obrazový přenos ($j\omega \rightarrow p$) získáme ze vztahu (14)

$$A(p) = U_o(p)/U_i(p) = -p C_A R_F/(1 + p C_A R_A).$$

Odsud dostaneme

$$U_o(p) = -p C_A R_F U_i(p)/(1 + p C_A R_A).$$

Je-li přiveden na vstup jednotkový skok, je $U_i(p) = U_i/p$ a platí

$$U_o(p) = - \frac{p C_A R_F}{1 + p C_A R_A} \frac{U_i}{p} = - \frac{U_i R_F}{R_A} \frac{1}{p + 1/(C_A R_A)}$$

Zpětnou transformací získáme odezvu na jednotkový skok v časové oblasti

$$u_o(t) = L^{-1} \left[- \frac{U_i R_F}{R_A} \frac{1}{p + 1/(C_A R_A)} \right] = - \frac{U_i R_F}{R_A} \exp[-t/(R_A C_A)] \quad (15).$$

Ze vztahu (15) je zřejmé, že pro $t \ll R_A C_A$ je $u_o(t) = -U_i R_F/R_A$.

Předpokládáme-li $R_A = 0$, platí $u_i = u_C$ a proto $i_i = C_A du_i/dt$. Dále platí $u_o = -i_i R_F$, tedy $u_o = -C_A R_F du_i/dt$. Takový obvod se chová jako ideální derivátor. Při $R_A = 0$ je ovšem zesílení na vysokých kmitočtech velmi velké – není omezeno zpětnou vazbou – mohou vznikat problémy se stabilitou a šumy. Proto se odpor R_A zařazuje vždy, i když je potom derivátor méně ideální.

ÚKOL 9: Jednocestný usměrňovač (obr. 9)

– dokažte, že $u_o = u_i$ pro $u_i > 0$ (přesněji pro $u_i > U_D/A_{OL}$, kde U_D je úbytek napětí na diodě D v propustném směru) a $u_o = 0$ pro $u_i < 0$.

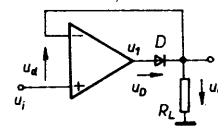
Aby dioda D vedla, musí přibližně platit $U_D = u_i - u_o > 500$ mV.

Potom platí

$$u_i = u_D + u_o,$$

$$u_i = U_D + u_o,$$

$$u_D = u_i/A_{OL} = U_D/A_{OL} + u_o/A_{OL}.$$



Obr. 9. Jednocestný usměrňovač

Snadno nyní určíme, že

$$u_i = U_D/A_{OL} + u_o/A_{OL} + u_o.$$

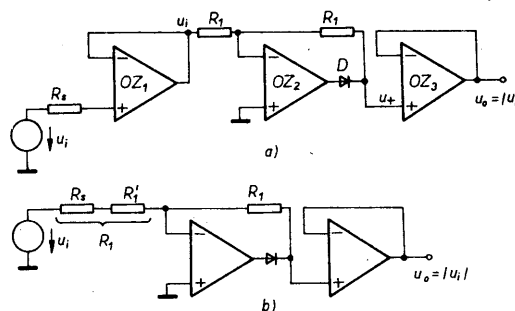
Jednoduchou úpravou dostaneme

$$u_o = (u_i - U_D/A_{OL})/(1 + 1/A_{OL}) \quad (16).$$

Napětí $u_o = u_i$ pro $u_i \gg U_D/A_{OL}$ a $1 \gg 1/A_{OL}$.

Pro $u_i < 0$ je $u_i < 0$, dioda D je rozpojena, napětí na rezistoru R_L může být vytvořeno pouze vstupním proudem invertujícího vstupu. Ten je ovšem u ideálního operačního zesilovače nulový. Proto lze uvažovat, že pro $u_i < 0$ je výstupní napětí u_o nulové.

ÚKOL 10: Precizní dvoucestný usměrňovač (obr. 10) – dokažte, že pro zapojení na obr. 10 platí $u_o = |u_i|$.



Obr. 10. a) Precizní dvoucestný usměrňovač se třemi OZ, b) se dvěma operačními zesilovači

Operační zesilovač OZ₁ tvoří sledovač (vstupní odpor stovky MΩ), který zajišťuje, že výstupní odpor zdroje signálu R_s se „nepřidává“ k odporu R_1 a neovlivňuje přenos zesilovače OZ₂. Pokud je výstupní odpor zdroje signálu zanedbatelný ($R_s \ll R_1$) nebo konstantní, lze použít zapojení podle obr. 10b a jeden operační zesilovač ušetřit.

Je-li $u_i > 0$, je na výstupu OZ₂ záporné napětí, dioda D je rozpojena (nevede proud). Napětí u_i „projde“ přímo přes oba rezistory R_1 na neinvertující vstup OZ₃, což je rovněž sledovač. Proto platí pro $u_i > 0$, že $u_+ = u_i$ a proto také $u_o = u_i$.

Je-li $u_i < 0$, je na výstupu OZ₂ kladné napětí, dioda D se sepne, zpětná vazba „okolo“ OZ₂ je uzavřena. OZ₂ tvoří zesilovač se zesílením -1 . Pro $u_i < 0$ je tedy $u_o = u_+ = -u_i > 0$.

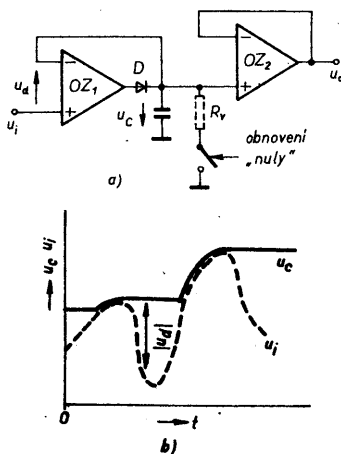
Výstupní napětí je proto vždy kladné a jeho velikost odpovídá absolutní hodnotě napětí u_i – lze psát

$$u_o = |u_i| = u_i \text{ pro } u_i > 0 \\ -u_i \text{ pro } u_i < 0 \quad (17).$$

Významné je, že pro správnou funkci obvodu stačí nastavit shodu pouze dvou rezistorů.

ÚKOL 11: Precizní vrcholový detektor (obr. 11) – dokažte, že výstupní napětí u_o je rovno

meznímu kladnému napětí u_i . Jaký význam má druhý operační zesilovač, OZ₂?



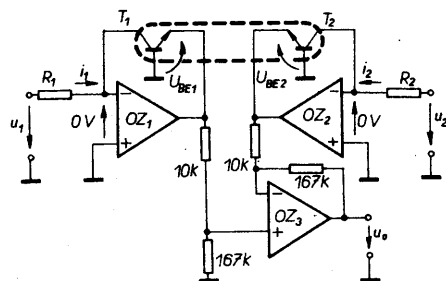
Obr. 11.a) Precizní vrcholový detektor, b) průběhy napětí u_i , $u_c = u_o$

Pro $u_i < u_c$ je rozdílové napětí $u_d = u_i - u_c < 0$ a výstup OZ_1 je v záporné saturaci. Kondenzátor si „pamatuje“ své předchozí napětí, protože dioda D je rozpojena – je vybíjen pouze vlastními svodovými proudy a vstupním proudem sledovače OZ_2 (vstupní odpor stovky MΩ nebo větší).

Při dosažení rovnosti $u_i = u_c$ se dioda D otevírá a napětí u_c na kondenzátoru C sleduje napětí u_i . Při poklesu u_i se dioda D opět zavírá – obr. 11b.

Sledovač OZ_2 zajišťuje to, že kondenzátor C není vybíjen následujícími obvody. Obnovení výchozího stavu lze zajistit vybitím kondenzátoru C přes rezistor R_v – obr. 11a.

ÚKOL 12: Logaritmický převodník (obr. 12) – dokažte, že při pokojové teplotě 25 °C platí $u_o = (1 \text{ V}) \cdot \log [(u_2 R_1)/(u_1 R_2)]$.



Obr. 12. Logaritmický zesilovač (převodník)

Předpokládejte, že tranzistory T_1 a T_2 mají stejné vlastnosti.

Při ideálních operačních zesilovačích OZ_1 a OZ_2 platí $i_1 = u_1/R_1$ a $i_2 = u_2/R_2$. Operační zesilovač OZ_3 tvoří diferenční zesilovač, jehož výstupní napětí je

$$u_o = (U_{BE2} - U_{BE1}) \cdot 167/10 = 16,7 \cdot (U_{BE2} - U_{BE1}).$$

Kolektorový proud tranzistoru je určen vztahem

$$i_K \approx I_{KO} \cdot \exp(U_{BE}/U_T),$$

kde je teplotní napětí $U_T = k \cdot T/q = 26 \text{ mV}$ při 25 °C (298 K),

k Boltzmannova konstanta,

q náboj elektronu,

U_{BE} napětí mezi bází a emitorem,

I_{KO} závěrný proud tranzistoru (konstanta).

Dále platí, že $10^{1/2,3} = e$ (základ přirozeného logaritmu), proto

$$i_K = I_{KO} \cdot 10^{U_{BE}/(2,3 U_T)}.$$

Snadno lze nyní odvodit, že

$$U_{BE} = 2,3 U_T \cdot \log (i_K/I_{KO}).$$

Protože kolektorové proudy i_1 a i_2 jsou určeny napětími u_1 a u_2 , platí

$$U_{BE1} = 2,3 U_T \cdot \log (i_1/I_{KO}) = 2,3 U_T \cdot \log (u_1/(R_1 I_{KO})),$$

analogicky

$$U_{BE2} = 2,3 U_T \cdot \log [u_2/(R_2 I_{KO})].$$

Pro výstupní napětí platí

$$u_o = 16,7 \cdot 2,3 \cdot U_T [\log [u_2/(R_2 I_{KO})] - \log [u_1/(R_1 I_{KO})]] = 38,41 \cdot U_T \cdot \log [u_2 R_1/(u_1 R_2)] = 38,41 \cdot 26 \text{ mV} \cdot \log [u_2 R_1/(u_1 R_2)] = 998,7 \text{ mV} \cdot \log [u_2 R_1/(u_1 R_2)] \quad (18).$$

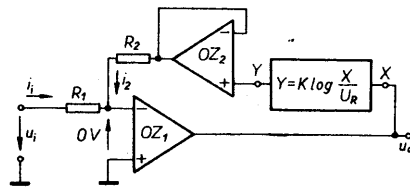
Je ovšem zřejmé, že se změnou teploty tranzistorů se bude měnit i napětí U_T a tedy i převodní konstanta 998,7 mV.

ÚKOL 13: Exponenciální převodník (zesilovač, obr. 13)

Dokažte, že výstupní napětí

$$u_o = U_R \cdot 10^{-(u_i/R_1) \cdot K},$$

kde K je konstanta o rozměru volt.



Obr. 13. Exponenciální zesilovač (převodník)

Budeme-li předpokládat, že $u_o > 0$, musí vždy platit $u_i < 0$. Zesilovač OZ_2 tvoří sledovač, který by ani nemusel být zapojen, pokud by logaritmický převodník $Y = K \cdot \log(X/U_R)$ měl zanedbatelný výstupní odpor. Pro ideální operační zesilovač musí platit $i_2 = -i_1$, přitom

$$i_1 = u_i/R_1,$$

$$i_2 = Y/R_2 = (K/R_2) \cdot \log(u_o/U_R).$$

Platí tedy

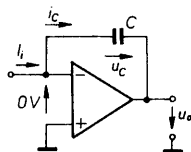
$$-u_i/R_1 = (K/R_2) \cdot \log(u_o/U_R)$$

a jednoduchou úpravou zjistíme, že

$$u_o = U_R \cdot 10^{-u_i/R_1 \cdot K/R_2} \quad (19)$$

Je zřejmé, že logaritmický zesilovač $Y = K \cdot \log(X/U_R)$ nesmí obracet fázi, aby zpětná vazba „přes“ OZ_1 zůstala stále záporná.

ÚKOL 14: Proudový integrátor – nábojový zesilovač – obr. 14



Obr. 14. Proudový integrátor – nábojový zesilovač

Dokažte, že

$$u_o = -(1/C) \int I_i dt = -Q_i/C.$$

Pro ideální operační zesilovač musí platit

$$i_C = C du_C/dt = I_i.$$

Dále zřejmě platí $u_o = -u_C$ a proto

$$-C du_o/dt = I_i.$$

Proto rovněž platí

$$du_o = -1/C \cdot I_i \cdot dt$$

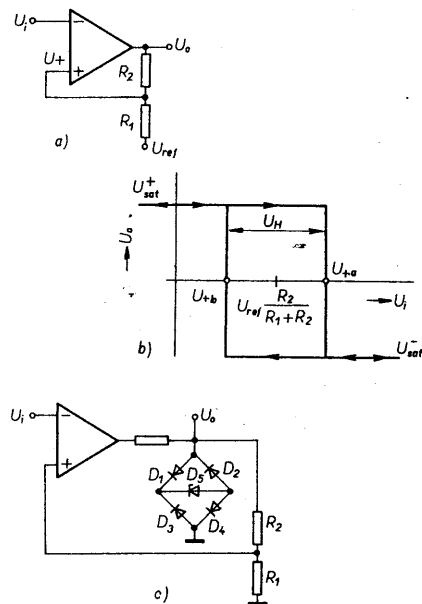
a snadno určíme

$$u_o = -(1/C) \int I_i \cdot dt = -Q_i/C \quad (20),$$

protože integrálu proudu odpovídá celkový náboj Q_i dodaný do kapacity do okamžiku t .

Nepříznivě může působit vstupní napěťová nesymetrie U_{IO} operačního zesilovače. Vytváří na výstupu nenulové napětí u_o i při $I_i = 0$. To si může „vynutit“ zapojení paralelního rezistoru R_F k C, i když se tím integrátor stane „méně ideálním“.

ÚKOL 15: Schmittův klopný obvod – obr. 15



Obr. 15.a) Schmittův klopný obvod, b) převodní charakteristika, c) vyloučení vlivu změn napájecího napětí

Dokažte, že obvod na obr. 15a má převodní charakteristiku podle obr. 15b; U_{sat}^+ je mezní kladné výstupní napětí, U_{sat}^- je mezní záporné napětí OZ.

Pomocí principu superpozice určíme hodnotu napětí U_+ na neinverující vstupu OZ (obvod kladné zpětné vazby):

$$U_+ = U_o R_1/(R_1 + R_2) + U_{ref} R_2/(R_1 + R_2).$$

a) Předpokládejme, že $U_o = U_{sat}^+$. Potom je na neinverující vstupu napětí

$$U_{+a} = U_{sat}^+ R_1/(R_1 + R_2) + U_{ref} R_2/(R_1 + R_2) \quad (21).$$

Pro $U_i < U_{+a}$ stále platí $U_o = U_{sat}^+$. Pro $U_i > U_{+a}$ přechází výstup do záporné saturace, $U_o = U_{sat}^-$.

b) Předpokládejme, že $U_o = U_{sat}^-$. Potom je na neinverující vstupu napětí

$$U_{+b} = U_{sat}^- R_1/(R_1 + R_2) + U_{ref} R_2/(R_1 + R_2) \quad (22).$$

Pro $U_i > U_{+b}$ stále platí $U_o = U_{sat}^-$. Pro $U_i < U_{+b}$ přechází výstup do kladné saturace, $U_o = U_{sat}^+$.

Hystereze obvodu U_H je dána rozdílem napětí U_{+a} a U_{+b}

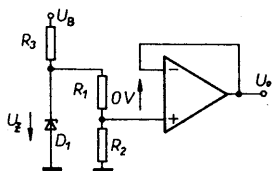
$$U_H = U_{+a} - U_{+b} = (U_{sat}^+ - U_{sat}^-) R_1/(R_1 + R_2) \quad (23).$$

Omezuje-li operační zesilovač symetricky, platí $U_{sat}^+ = -U_{sat}^- = |U_{sat}|$ a hystereze obvodu je určena vztahem $U_H = 2 |U_{sat}| \cdot R_1/(R_1 + R_2)$.

Saturační napětí OZ je funkcí napájecího napětí U_{CC} . Proto i hodnoty U_{+a} a U_{+b} jsou

funkcí napájecího napětí. Tuto závislost lze vyloučit zařazením omezovače na výstup OZ například podle obr. 15c. Odvozené vztahy (21), (22) a (23) platí s tím, že $U_{sat} = -U_{sat} = |U_{sat}| = U_Z + 2U_D$, kde U_D je úbytek na diodě v propustném směru (asi 0,5 až 0,6 V) a U_Z je napětí stabilizační diody D_5 .

ÚKOL 16: Stabilizátor napětí (obr. 16) – do-

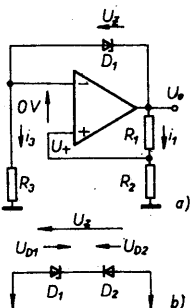


Obr. 16. Stabilizátor napětí

kažte, že pro výstupní napětí platí $U_O = U_Z R_2 / (R_1 + R_2)$, kde U_Z je napětí stabilizační diody.

Pokud jsou správně navrženy proudové poměry rezistorů R_3 , R_1 a R_2 , je na stabilizační diodě D_1 napětí U_Z a na neinvertním vstupu OZ je napětí $U_+ = U_Z R_2 / (R_1 + R_2)$ (24). Pro ideální operační zesilovač (sledovač) to znamená, že i na výstupu je napětí $U_O = U_+ = U_Z R_2 / (R_1 + R_2)$.

ÚKOL 17: Stabilizátor napětí (obr. 17) – do-



Obr. 17.a) Stabilizátor napětí, b) ochrana proti změně polaritě výstupního napětí

kažte, že pro výstupní napětí platí $U_O = U_Z (1 + R_2/R_1)$.

Pro ideální operační zesilovač musí být napětí na rezistoru R_1 rovno napětí U_Z , aby diferenční napětí $u_d = 0$. Platí proto, že $i_1 = U_Z/R_1$. Pro výstupní napětí potom platí

$$U_O = (R_1 + R_2) \cdot i_1 = U_Z (1 + R_2/R_1) \quad (25).$$

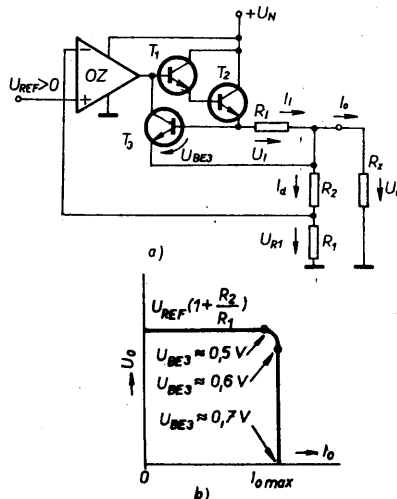
Stabilizační diodou protéká konstantní proud i_3 nezávislý na napájecím napětí. Platí totiž, že $U_+ = R_2 \cdot i_1 = U_Z R_2 / R_1$. Toto napětí je i na rezistoru R_3 , kterým protéká proud

$$i_3 = U_+ / R_3 = U_Z R_2 / (R_1 R_3) \quad (26).$$

Při symetrickém napájecím napětí hrozí ovšem u zdroje nebezpečí změny výstupního napětí. Představme si, že při impulsní poruše se objeví na výstupu U_O záporná napěťová špička. Na diodě D_1 vznikne napětí $U_Z = -0,7$ V a to je druhý stabilní stav. Výstupní napětí se může ustálit na hodnotě $U_O = -0,7 \cdot (1 + R_2/R_1)$, což nemusí následujícím obvodům vyhovovat.

vat. Jevu lze zamezit zapojením diody D_2 (obr. 17b), platí ovšem $U_Z = U_{D1} + U_{D2} = U_{D1} + 0,7$ V. Diody D_1 a D_2 je vhodné vybrat tak, aby byly spolu teplotně kompenzovány. Při záporném impulsu na výstupu se díky diodě D_2 zpětná vazba zcela rozpojí a po odeznění poruchy se obnoví žádoucí stav.

ÚKOL 18: Stabilizátor napětí (zvětšený výstupní proud, omezení proudu; obr. 18) – do-



Obr. 18.a) Stabilizátor napětí s proudovým omezením, b) zatěžovací charakteristika stabilizátoru

kažte, že platí

- $U_O = U_{REF} (1 + R_2/R_1)$,
- $U_{Omax} = U_{sat} - 1,4$ V, U_{sat} je mezní výstupní napětí OZ,
- $I_{Omax} = 0,6$ V/ R_1 ,
- pro $U_N = 20$ V a tranzistor T_2 s povolenou mezní kolektorovou ztrátou $P_{cmax} = 50$ W určete dovolený proud I_{Omax} .

Operační zesilovač spolu s tranzistory T_1 a T_2 v Darlingtonově zapojení tvoří výkonový operační zesilovač. V ideálním případě platí $U_{R1} = U_{REF}$. Proud zpětnovazebním děličem je proto $I_d = U_{REF}/R_1$ a výstupní napětí je

$$U_O = I_d (R_1 + R_2) = U_{REF} (1 + R_2/R_1), \quad (27)$$

jde vlastně o neinvertní výkonový zesilovač napětí U_{REF} . Darlingtonovo řazení tranzistorů T_1 a T_2 zajišťuje proudový zesilovací činitel větší než 800 (běžně), což umožňuje řídit i několikaampérové proudy zátěží při přijatelných proudech výstupu OZ.

Saturační napětí (mezní výstupní napětí) OZ je odvozeno od napájecího napětí U_N . Běžně platí $U_{sat} = U_N - (1 \text{ až } 2)$ V. Jestliže je napětí na bázi T_1 rovno U_{sat} , je na zátěži R_2 napětí menší o úbytek mezi bází T_1 a emitorem T_2 , což je asi 0,9 až 1,1 V. Dále musíme odečíst úbytek na snímáčním rezistoru R_1 , který může být maximálně $U_{BE3} = 0,5$ V. Platí proto

$$U_{Omax} = U_{sat} - 0,9 - 0,5 = U_{sat} - 1,4 \text{ V} = U_N - (1 \text{ až } 2) \text{ V} - 1,4 \text{ V};$$

$$U_{Omax} = U_N - (2,4 \text{ až } 3,4 \text{ V}).$$

Snímáční rezistorem R_1 je převáděn výstupní proud I_O na napětí $U_1 = R_1 I_O$. Pro běžné poměry platí $R_2 \ll R_1 + R_2$ a proto $I_d \ll I_O$. Potom $U_1 = R_1 I_O$. Jakmile dosáhne napětí U_1 asi 0,5 V, otevírá se tranzistor T_3 a „obudí“ bázi tranzistoru T_1 . Situace je znázorněna na obr. 18b. Platí proto, že

$$I_{Omax} = (0,5 \text{ až } 0,7 \text{ V}) / R_1 \quad (28).$$

Je-li napětí $U_N = 20$ V a $P_{cmax} = 50$ W, nesmí být tato ztráta ani v nejhorším případě

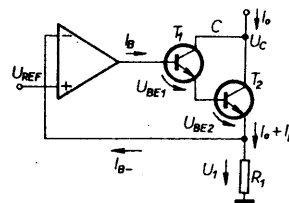
překročena. Nejhorší situace nastává při zkratu na výstupu – na tranzistoru T_2 je celé napětí U_N a ztráta je rovna

$$P_{cmax} = U_N \cdot I_{cmax}.$$

Po dosažení dostaneme

$$I_{cmax} = P_{cmax} / U_N = 50/20 = 2,5 \text{ A}.$$

ÚKOL 19: Zdroj konstantního proudu (obr. 19) – dokažte, že $I_O = U_{REF}/R_1$, pokud napětí U_C na kolektoru T_2 je větší než $U_{REF} + 0,9$ V.



Obr. 19. Zdroj konstantního proudu

Pro ideální operační zesilovač je napětí U_1 na rezistoru R_1 rovno přímo napětí U_{REF} . Pro proud I_B platí $I_B = I_O / (\beta_1 \beta_2)$, kde β_1 , β_2 jsou proudové zesilovací činitele tranzistorů T_1 a T_2 . Platí tedy $U_1/R_1 = I_O + I_B = I_O [1 + 1/(\beta_1 \beta_2)]$. Jednoduchou úpravou dostaneme

$$I_O = \frac{U_1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + 1/(\beta_1 \beta_2)} = \frac{U_1}{R_1} [1 - 1/(\beta_1 \beta_2)] \quad (29).$$

Ze vztahu (29) jasně plyne význam zařazení dvou tranzistorů. Uvažujeme-li $\beta_1 = \beta_2 = 100$, je $I_O = (U_1/R_1) \cdot (1 - 10^{-4})$, což představuje odchylku pouze 10⁻²% proti ideálnímu vztahu $I_O = U_1/R_1$. Pokud bychom jeden tranzistor vypustili (např. zkrat báze – emitor T_1), bude platit $I_O = (U_1/R_1) \cdot (1 - 1/\beta_2) = (U_1/R_1) \cdot (1 - 10^{-2})$, což už představuje chybu 1 % proti ideálu.

Vztah (29) platí pouze tehdy, jsou-li oba tranzistory v aktivní pracovní oblasti. Musí platit, že napětí U_C na kolektoru T_2 je $U_C > U_{REF} + U_{BE1} + U_{BE2} = U_{REF} + 0,9$ V. Při menším napětí mezi kolektorem a emitorem již není schopna dvojice tranzistorů pracovat.

Zanedbejme nyní proud do báze T_1 , budeme uvažovat vstupní napěťovou nesymetrii U_{IO} a vstupní proud invertující svorky I_{B-} . Pro napětí U_1 nyní platí

$$U_1 = U_{REF} + I_{IO}.$$

Dále platí

$$I_O - I_{B-} = (U_{REF} + U_{IO}) / R_1.$$

Lze proto určit, že

$$I_O = (U_{REF} + U_{IO}) / R_1 + I_{B-},$$

po úpravě dostáváme

$$I_O = (U_{REF}/R_1) \cdot (1 + U_{IO}/U_{REF} + I_{B-} R_1 / U_{REF}) \quad (30).$$

Aby bylo možné použít ideální vztah $I_O = U_{REF}/R_1$, musí platit

$$U_{IO}/U_{REF} \ll 1 \text{ a } I_{B-} \ll U_{REF}/R_1.$$

Mějme například $U_{IO} = 2$ mV, $I_{B-} = 0,5$ μ A, $U_{REF} = 5$ V, $R_1 = 10$ k Ω . Podle ideálního vztahu dostaneme $I_O = 5$ V/10k = 0,5 mA. Podle vztahu (30) dostaneme $I_O = (0,5 \text{ mA}) \cdot (1 + 2 \cdot 10^{-3}/5 + 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4/5) = (0,5 \text{ mA}) (1 + 1,4 \cdot 10^{-3})$.

Chyba je tedy 0,14 %.

Bude-li za jinak stejných podmínek $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, bude ideálně $I_0 = 5/100 \text{ k} = 50 \mu\text{A}$. Podle vztahu (30) ovšem $I_0 = (50 \mu\text{A})(1 + 2 \cdot 10^{-3}/5 + 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5/5) = (50 \mu\text{A})(1 + 1,04 \cdot 10^{-2})$.

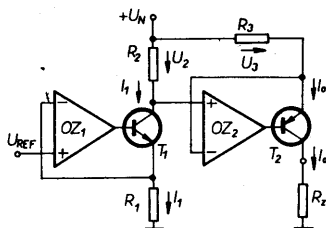
Chyby již překročí 1 %.

Z uvedeného plyne, že pro malé požadované proudy I_0 musíme volit OZ s tranzistory FE na vstupu, aby proudy I_{B-} byly zanedbatelné. Proudový zesilovací činitel tranzistorů T_1 a T_2 musí být co největší.

Ani zdroj proudu na obr. 19 však neumožňuje připojit zátěž proti zemi.

ÚKOL 20: Zdroj proudu s uzemněnou zátěží (obr. 20) – dokažte, že pro výstupní proud I_0 platí

$$I_0 = U_{REF} R_2 / (R_1 R_3).$$



Obr. 20. Zdroj proudu s uzemněnou zátěží

Předpokládáme ideální operační zesilovač OZ_1 , OZ_2 a nekonečně velké proudové zesilovací činitele tranzistorů T_1 a T_2 . Potom platí

$$I_1 = U_{REF} / R_1,$$

OZ_1 tvoří zdroj proudu podle úkolu 19. Proud I_1 vytvoří na rezistoru R_2 úbytek napětí $U_2 = R_2 I_1 = U_{REF} R_2 / R_1$.

Současně musí platit $U_2 = U_3 = R_3 I_0$, tedy

$$U_{REF} R_2 / R_1 = R_3 I_0.$$

Po úpravě dostaneme

$$I_0 = U_{REF} R_2 / (R_1 R_3). \quad (31)$$

Operační zesilovač OZ_2 tvoří opět zdroj proudu, který je řízen napětím U_2 , „opřeným“ o napájecí napětí $+U_N$.

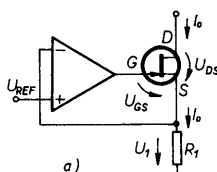
Diskuse vlivu napěťové nesymetrie U_{IO} , vstupních proudů operačních zesilovačů a konečné hodnoty proudových zesilovacích činitelů tranzistorů T_1 a T_2 je shodná s diskusí v úkolu 19.

Je-li nutné zcela zavřít tranzistor T_2 (malé proudy I_0), musíme zajistit na výstupu OZ_2 napětí téměř U_N . Kladné napájecí napětí pro OZ_2 by potom mělo být o 1 až 2 V větší než napětí U_N .

ÚKOL 21: Zdroj proudu pro malé výstupní proudy (obr. 21)

Dokažte, že platí

$I_0 = U_{REF} / R_1$, pokud napětí na D je $U_D > U_{REF} + U_p$, kde U_p je prahové napětí tranzistoru JFET.



a)

Předpokládáme, že tranzistor T_1 pracuje v aktivní oblasti a chová se jako sledovač. Potom pro ideální OZ platí:

$$U_1 = U_{REF}$$

a,

$$I_0 = U_{REF} / R_1 \quad (32)$$

Pro běžné tranzistory JFE je proud do řídicí elektrody (hradla) G menší než 1 nA. Vliv vstupních proudů operačního zesilovače (I_{B-}) a napěťové nesymetrie U_{IO} je stejný jako u úkolu 19 [vztah (30)]. Mají-li být proudy I_0 malé a dostatečně přesné, musí se použít operační zesilovač kvalitní (U_{IO} malé) s tranzistory JFE na vstupu.

Na obr. 21b je výstupní charakteristika tranzistoru JFE s kanálem typu n. Aktivní oblast tranzistoru je při $U_{GS} = 0$ vymezena právě prahovým napětím U_p ; pro $U_{DS} > U_p$ je tranzistor v aktivní oblasti. Pro $U_{GS} < 0$ se aktivní oblast rozšiřuje. Přibližně platí, že tranzistor je v aktivní oblasti pro napětí $U_{DS} > U_{DSA} = U_p - |U_{GS}|$, proud I_D v aktivní oblasti se s poklesem U_{GS} ovšem zmenšuje.

Na obr. 21a je

$$U_D = U_{DS} + U_{REF},$$

tedy

$$U_{DS} = U_D - U_{REF}.$$

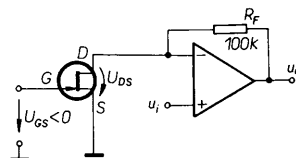
Požadujeme-li aktivní pracovní oblast tranzistoru (a té je pro dobrou funkci zdroje proudu zapotřebí), platí i v nejhorším případě

$$U_{DS} = U_D - U_{REF} > U_p,$$

odtud

$$U_D > U_p + U_{REF}.$$

ÚKOL 22: Zesilovač s elektronickou regulací zesílení (obr. 22)



Obr. 22. Zesilovač s elektronickou regulací zesílení

a) Dokažte, že pro $u_i < U_p$ platí pro zesílení zesilovače

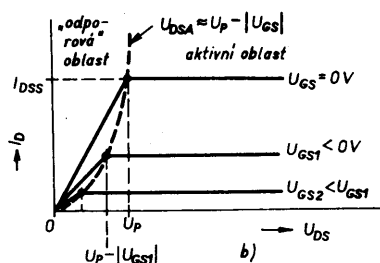
$$A = u_o / u_i = 1 + (R_f / r_{DSO}).$$

$$\left[1 - (|U_{GS}| / U_p)^{1/2} \right],$$

U_p je prahové napětí tranzistoru JFE.

b) Najděte A_{min} a A_{max} , je-li $r_{DSO} = 1000 \Omega$.

Pro ideální operační zesilovač platí $u_{DS} = u_i$. Je-li $u_i < U_p$, pracuje JFET v „odporové“ oblasti – obr. 21b. Dynamický odpor $r_D = \Delta u_{DS} / \Delta I_D$ je zde popsán vztahem [5] $r_D = r_{DSO} / [1 - (|U_{GS}| / U_p)^{1/2}]$, r_{DSO} je r_D při $U_{GS} = 0 \text{ V}$.



Obr. 21.a) Zdroj proudu pro malé výstupní proudy, b) výstupní charakteristiky tranzistoru JFE (typ kanálu – n)

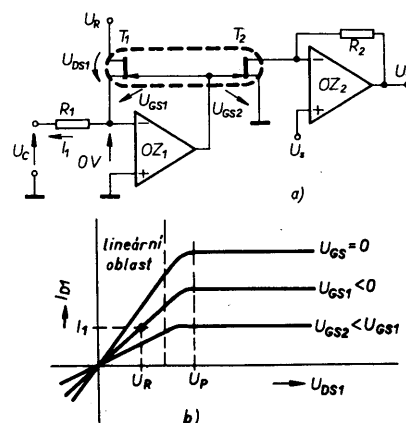
Pro $u_i < U_p$ proto můžeme považovat strukturu za neinvertující zesilovač se zesílením

$$A = u_o / u_i = 1 + R_f / r_D = 1 + (R_f / r_{DSO}) \cdot \left[1 - (|U_{GS}| / U_p)^{1/2} \right] \quad (33)$$

Je-li $r_{DSO} = 1 \text{ k}\Omega$ a $U_{GS} = 0 \text{ V}$, je $r_D = r_{DSO}$ a maximální zesílení $A_{max} = 1 + 100 \text{ k} / 1 \text{ k} = 101$.

Je-li $U_{GS} = -U_p$, je $r_D = \infty$ a $A_{min} = 1$. Lze doplnit, že pro malé $U_{DS} < 0$ a $u_i \ll U_p$ se JFET chová jako lineární odpor. Lze proto zpracovávat i velmi malé vstupní střídavé signály.

ÚKOL 23: Zesilovač s nastavitelným zesílením lineárně závislým na řídicím napětí – obr. 23.



Obr. 23.a) Zesilovač se zesílením lineárně závislým na řídicím napětí, b) „odporová“ oblast tranzistoru JFE

a) Je-li $U_R < U_p$ a $U_S < U_p$ (U_p – prahové napětí JFET), dokažte, že $r_{DS} = R_1 (U_R / U_C)$ pro oba tranzistory (shodných vlastností);

b) dokažte, že za podmínek bodu a) platí $U_o / U_s = 1 + (R_2 / R_1) \cdot (U_C / U_R)$;

c) je-li $r_{DSO} = 100 \Omega$, určete R_2 , které zaručuje změnu zesílení od 1 do 500;

d) při $U_R = 2 \text{ V}$ a $U_C = 10 \text{ V}$ (maximum) zjistěte R_1 , které umožní dosáhnout $r_{DSO} = 100 \Omega$.

Je-li $U_R < U_p$ a $U_S < U_p$, jsou oba tranzistory FE v odporové oblasti – obr. 21b a platí úvahy v úkolech 21 a 22. Pro ideální operační zesilovač zřejmě platí $I_1 = U_C / R_1$, napětí $U_{DS1} = U_R$. Pracovní bod tranzistoru T_1 je tedy zcela přesně definován – obr. 23b. Dynamický odpor $r_{DS1} = \Delta U_{DS1} / \Delta I_{D1} = U_R / I_1$, protože pro $U_R < U_p$ je odpor r_{DS1} nezávislý na U_{DS1} a s dostatečnou přesností platí $\Delta U_{DS1} / \Delta I_{D1} = U_R / I_1$.

Platí tedy

$$r_{DS} = R_1 (U_R / U_C).$$

Výstup operačního zesilovače OZ_1 nastaví U_{GS1} tak, aby platil již uvedený vztah (zpětnovazební smyčka)

$$r_{DS1} = R_1 U_R / U_C = r_{DSO} / \left[1 - (|U_{GS1}| / U_p)^{1/2} \right].$$

Jestliže jsou tranzistory T_1 a T_2 identické a platí $U_{GS2} = U_{GS1}$, musí pro $U_S < U_p$ platit, že

$$r_{DS2} = r_{DS1} = R_1 U_R / U_C \quad (34)$$

Dynamický odpor obou tranzistorů je přímo úměrný napětí U_R .

Nyní již není obtížné určit, že OZ_2 tvoří neinvertující zesilovač se zesílením

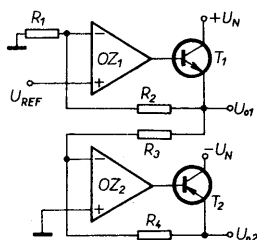
$$A = 1 + R_2 / r_{DS2} = 1 + (R_2 / R_1) \cdot (U_C / U_R) \quad (35)$$

Pokud je tranzistor T_2 plně „sepnut“, je $r_{DS2} = r_{DSO} = 100 \Omega$. Aby bylo dosaženo zesílení $A_{max} = 500$, musí platit $A_{max} = 500 = 1 + R_2 / 100$.

Snadno určíme, že $R_2 \geq 500 \cdot 100 = 50 \text{ k}\Omega$. Aby bylo dosaženo zesílení 1, musí se tranzistor T_2 zcela zavřít, $r_{DS2} = \infty$. To bude možné pouze tehdy, bude-li prahové napětí U_p menší než je absolutní hodnota saturačního napětí (záporného) operačního zesilovače OZ_1 (U_{sat}). Budeme-li mít například JFET s $U_p = 8 \text{ V}$, musí být zapojení (napájení) navrženo tak, aby výstup OZ_1 mohl dosáhnout úrovně -8 V , protože při $U_{GS} = -8 \text{ V}$ se FET zcela zavře a bude dosaženo stavu $A_{min} = 1 + R_2/\infty = 1$.

Požadujeme-li při $U_R = 2 \text{ V}$ a $U_C = 10 \text{ V}$ odpor $r_{DS} = 100 \Omega = R_1 U_R / U_C$, musí platit $R_1 = 100 U_C / U_R = 500 \Omega$.

ÚKOL 24: Vlečný (sledovací) stabilizátor napětí (obr. 24)



Obr. 24. Vlečný (sledovací) stabilizátor napětí

Dokažte, že výstupní napětí stabilizátoru jsou

$$U_{O1} = U_{REF} \cdot (1 + R_2/R_1),$$

$$U_{O2} = -U_{O1}, \text{ je-li } R_3 = R_4.$$

Je samozřejmé, že OZ_1 tvoří neinverující zesilovač napětí U_{REF} , přičemž výstup je proudově „posílen“ tranzistorem T_1 . Platí proto

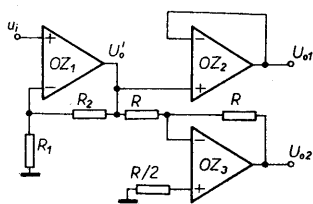
$$U_{O1} = U_{REF} \cdot (1 + R_2/R_1) \quad (36).$$

Operační zesilovač OZ_2 tvoří inverující zesilovač napětí U_{O1} . Proto

$$U_{O2} = -U_{O1} R_4/R_3 = -U_{O1}, \text{ je-li } R_3 = R_4.$$

Při uspořádání zdrojů podle obr. 24 vede zkratování výstupu U_{O1} i k výpadku napětí U_{O2} . Zkratování výstupu U_{O2} ovšem napětí U_{O1} neovlivní.

ÚKOL 25: Precizní invertor s vysokým vstupním a malým výstupním odporem – obr. 25



Obr. 25. Precizní invertor s vysokým vstupním a malým výstupním odporem

Dokažte, že

$$U_{O1} = -U_{O2} = (1 + R_2/R_1) \cdot U_i.$$

Operační zesilovač OZ_1 tvoří neinverující zesilovač, jehož vstupní odpor může být běžně větší než $100 \text{ M}\Omega$ (pro bipolární OZ). Platí

$$U_{O1} = (1 + R_2/R_1) \cdot U_i.$$

Operační zesilovač OZ_2 tvoří sledovací s přenosem 1 (neinverující zesilovač, $R_2 = 0$, $R_1 = \infty$) a velkým vstupním odporem. Ten zde ovšem není důležitý, protože výstupní odpor OZ_1 je nepatrný. Platí proto $U_{O1} = U_{O2} = (1 + R_2/R_1) \cdot U_i$.

Operační zesilovač OZ_3 tvoří inverující zesilovač se zesílením -1 (vstupní odpor R).

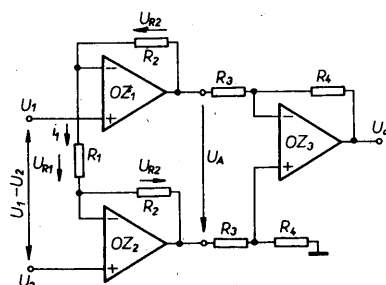
Platí proto

$$U_{O2} = -U_{O1} = -(1 + R_2/R_1) \cdot U_i.$$

Rezistor $R/2$ zapojený z neinverujícího vstupu kompenzuje proudovou nesymetrii operačního zesilovače OZ_3 .

Na výstupech jsou tedy signály se stejnou amplitudou a opačnou fází.

ÚKOL 26: Měřicí zesilovač s velkým vstupním odporem (obr. 26)



Obr. 26. Měřicí zesilovač s velkým vstupním odporem

Dokažte, že

$$U_O = (R_4/R_3) \cdot (1 + 2R_2/R_1) \cdot (U_2 - U_1).$$

Operační zesilovače OZ_1 , OZ_2 tvoří diferenční zesilovač s plovoucím výstupem U_A . Jsou-li ideální, jsou diferenční napětí na vstupech OZ_1 a OZ_2 nulová a napětí U_{R1} na rezistoru R_1 je $U_{R1} = U_1 - U_2$. Proto lze určit snadno proud i_1 rezistorem R_1 .

$$i_1 = U_{R1}/R_1 = (U_1 - U_2)/R_1.$$

Proud i_1 protéká i oběma rezistory R_2 a platí proto

$$U_A = U_{R2} + U_{R1} + U_{R2} = (2R_2 + R_1) \cdot i_1 = (U_1 - U_2) \cdot (1 + 2R_2/R_1).$$

Toto napětí je zesíleno diferenčním zesilovačem OZ_3 , proto $U_O = -U_A R_4/R_3$.

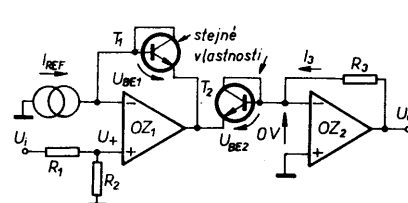
Celkový přenos struktury na obr. 26 je

$$U_O = (R_4/R_3) \cdot (1 + 2R_2/R_1) \cdot (U_2 - U_1) \quad (37).$$

Vstupní proudy jsou určeny pouze proudy neinverujícího vstupu OZ_1 a OZ_2 , vstupní odpor je proto velkým.

Setkat se můžeme i se strukturou, kde je rezistor R_1 vypuštěn ($R_1 = \infty$). Potom platí $U_O = (R_4/R_3) \cdot (U_2 - U_1)$.

ÚKOL 27: Exponenciální převodník (anti-log. zesilovač, obr. 27)



Obr. 27. Exponenciální převodník

a) Dokažte, že

$$U_O = R_3 I_{REF} \cdot \exp \left\{ -U_i R_2 / (U_T (R_1 + R_2)) \right\}.$$

b) Pro $I_{REF} = 10 \mu\text{A}$, $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 160 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ je $U_O = (1,0 \text{ V}) \cdot 10^{-(U_i/1 \text{ V})}$.

Postup řešení bude obdobný jako v úkolu 12. Tranzistor T_1 má definován proud kolektoru proudovým zdrojem I_{REF} . Proto $U_{BE1} = U_T \ln(I_{REF}/I_{KO}) = 2,3 U_T \cdot \log(I_{REF}/I_{KO})$.

Analogicky

$$U_{BE2} = U_T \ln(I_2/I_{KO}) = 2,3 U_T \cdot \log(I_2/I_{KO}).$$

Pro ideální operační zesilovač OZ_1 a OZ_2 je napětí na neinverující a inverující vstupní svorce stejné. Platí proto pro OZ_1 , že $U_+ = U_{BE1} - U_{BE2}$ a pro operační zesilovač OZ_2

je $I_3 = U_O/R_3$. Současně musí u OZ_1 platit $U_+ = U_i R_2 / (R_1 + R_2)$. Srovnáním výrazů pro napětí neinverující svorky U_+ a po dosazení za napětí báze-emitor dostáváme

$$U_i R_2 / (R_1 + R_2) = U_T \ln(I_{REF}/I_{KO}) - U_T \ln \left| U_O / (I_{KO} R_3) \right|.$$

Jednoduchými úpravami dospějeme ke vztahu

$$U_O = I_{REF} R_3 \cdot \exp \left\{ -U_i R_2 / (U_T (R_1 + R_2)) \right\} = I_{REF} R_3 \cdot 10^{-(U_i R_2 / (2,3 U_T (R_1 + R_2)))} \quad (38).$$

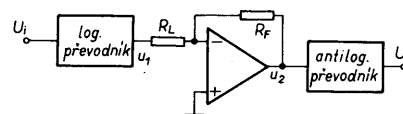
Při pokojové teplotě je $U_T = 26 \text{ mV}$. Pro $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 160 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ dostaneme při $I_{REF} = 10 \mu\text{A}$

$$U_O = (1 \text{ V}) \cdot 10^{-(U_i/1,0165 \text{ V})}$$

Vstupní napětí U_i může být kladné i záporné polarity. Výstupní napětí U_O je vždy kladné. Pro $U_i = 0 \text{ V}$ a uvedené poměry je $U_O = 1 \text{ V}$, pro $U_i = 1 \text{ V}$ je $U_O = 0,1 \text{ V}$, pro $U_i = -1 \text{ V}$ je $U_O = 10 \text{ V}$.

Je nutno doplnit, že člen U_T je závislý na teplotě přechodů tranzistorů – stejně jako v úloze 12.

ÚKOL 28: Obvod umocňování napětí (obr. 28)



Obr. 28. Obvod umocňování napětí

Pro logaritmičtý převodník platí $U_O = (1 \text{ V}) \cdot \log(U_i/1 \text{ V})$, pro antilogaritmičtý převodník platí $U_O = (1 \text{ V}) \cdot 10^{-(U_i/1 \text{ V})}$. Dokažte, že platí $U_O = U_i^{(R_F/R_L)}$.

Pro logaritmičtý převodník lze použít zapojení úkolu 12. Pokud bude například $R_1 = R_2$ a $U_1 = 1 \text{ V}$, dostaneme požadovaný převod. Pro antilogaritmičtý převodník lze použít zapojení z úkolu 27. Pokud budou všechny čtyři tranzistory na společném čipu s teplotní stabilizací, bude vyloučena i teplotní závislost.

Při daném uspořádání platí

$$U_1 = (1 \text{ V}) \cdot \log(U_i/1 \text{ V}).$$

Operační zesilovač tvoří inverující zesilovač se zesílením $-R_F/R_L$. Proto pro výstupní napětí U_2 platí

$$U_2 = -(R_F/R_L) \cdot U_1 = -(R_F/R_L) \cdot \log U_i = \log(U_i)^{-R_F/R_L}.$$

Toto napětí vedeme na vstup převodníku antilogaritmičtého, pro výstupní napětí celé struktury U_O platí

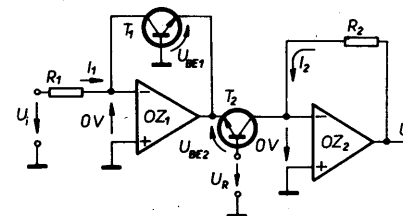
$$U_O = 10^{-U_2} = 10^{-\log(U_i)^{-R_F/R_L}} = 10^{\log(U_i)^{R_F/R_L}}.$$

Z definice dekadického logaritmu je zřejmé, že

$$U_O = (U_i)^{(R_F/R_L)} \quad (39).$$

Pomocí rezistorů R_F , R_L tak lze nastavit libovolný poměr, nikoliv jen celočíselný.

ÚKOL 29: Zesilovač s exponenciálním řízením zesílení (obr. 29)



Obr. 29. Zesilovač s exponenciálním řízením

Tranzistory T_1 a T_2 jsou shodných vlastností.

- a) Dokažte, že $U_o = U_i \cdot (R_2/R_1) \cdot \exp(U_R/U_T)$ a zesílení tedy závisí na U_R .
b) Najděte rozsah zesílení při $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ a pro $U_R = 0$ až 200 mV .

Postup řešení je obdobný jako u úkolů 12 a 27. Pro ideální operační zesilovače OZ_1 a OZ_2 platí $I_1 = U_i/R_1$ a $I_2 = U_o/R_2$. Současně platí

$$U_R = U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \ln(I_2/I_{K0}) - U_T \ln(I_1/I_{K0}).$$

Jednoduchou úpravou dostaneme

$$U_R = U_T \ln(I_2/I_1) = U_T \ln(U_o R_1 / U_i R_2)$$

a poté

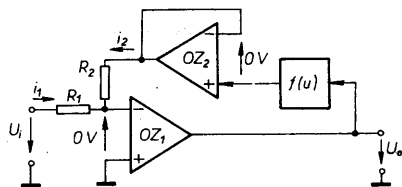
$$U_o = U_i \cdot (R_2/R_1) \cdot \exp(U_R/U_T). \quad (40)$$

Při teplotě 25°C ($t_j = 273 + 25 = 298 \text{ K}$) je $U_T \approx 26 \text{ mV}$.

Je-li $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$, platí pro $U_R = 0$, že $U_o = U_i$ a pro $U_R = 0,2 \text{ V}$ je $U_R/U_T = 7,692$. Potom $U_o = 2191 U_i$.

Volíme-li R_1 a $R_2 = 10 \text{ M}\Omega$, je zřejmé, že vstupní proudy operačních zesilovačů musí být nepatrné. Je vhodné použít operační zesilovače s tranzistory JFE na vstupu. Dále je zřejmé, že malé změny napětí U_R vedou k velkým změnám zesílení obvodu na obr. 29.

ÚKOL 30: Funkční generátor (obr. 30)



Obr. 30. Funkční generátor

Dokažte, že pro $f(u) = a \cdot u^n$ platí pro výstupní napětí $U_o = [-R_2 U_i / (a R_1)]^{1/n}$.

Úkol je v podstatě shodný s úkolem 13. Ani zde nesmí převodník $f(u)$ obracet fázi, aby zpětná vazba „okolo“ OZ_1 byla záporná. Platí i ostatní úvahy z úkolu 13:

$I_1 = U_i/R_1$, $I_2 = f(U_o)/R_2$. Současně musí platit $I_1 = -I_2$, po dosazení tedy dostáváme $U_i/R_1 = -f(U_o)/R_2$.

Pokud platí $f(U_o) = a \cdot U_o^n$, dostaneme $-U_i \cdot (R_2/R_1) = a \cdot U_o^n$ a po úpravě $U_o = [-U_i R_2 / (a R_1)]^{1/n}$.

Funkční závislost $U_o = f(U_i)$ je inverzní funkcí bloku $f(u)$, který je zapojen v obvodu zpětné vazby. Bude-li například $a = 1$ a $n = 2$, bude platit $U_o = \sqrt{-U_i R_2 / R_1}$.

ÚKOL 31: Integrační obvod s „vybitím“ – obr. 31

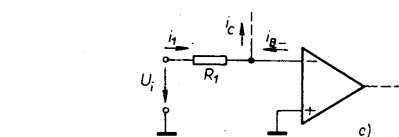
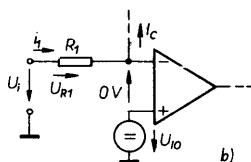
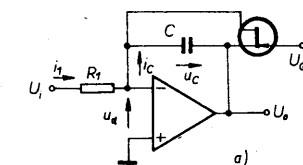
Tranzistor T_1 je před začátkem integrace sepnut a vybije kondenzátor C. Poté se tranzistor zavře a začíná integrace.

- a) Dokažte, že

$$U_o = -\frac{1}{R_1 C} \int U_i dt.$$

b) Pro $U_i = +10 \text{ V}$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ najděte C tak, aby v době $t = 1 \text{ ms}$ bylo výstupní napětí $U_o = -10 \text{ V}$.

c) Prošetřete vliv konečné hodnoty A_{OL} , napěťové nesymetrie U_{IO} a vstupního proudu I_B na přesnost integrátoru.



Obr. 31a) Integrační obvod s „vybitím“, b) znázornění vlivu U_{IO} , c) znázornění vlivu vstupního proudu I_B

Pro ideální operační zesilovač platí $u_d = 0$, $i_1 = U_i/R_1$ a $u_o = -u_c$.

Proud i_1 může protékat pouze přes kondenzátor C, proto $i_1 = i_c = C du_c/dt = -C du_o/dt$. Protože velikost proudu i_1 známe, lze snadno určit, že $u_i/R_1 = -C du_o/dt$ a po úpravě

$$u_o = -\frac{1}{R_1 C} \int U_i dt \quad (42)$$

jestliže v čase $t = 0$ je kondenzátor vybit na nulové napětí. Je-li U_i konstanta, dostaneme ze vztahu (42), že

$$U_o = -\frac{1}{R_1 C} U_i t \quad (42a)$$

Je-li $U_i = 10 \text{ V}$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ a má platit $U_o(1 \text{ ms}) = -10 \text{ V}$, dostaneme ze vztahu (42a)

$$C = 10 \cdot 10^{-3} / (10^3 \cdot 10) = 10^{-6} = 1 \mu\text{F}.$$

Vliv konečné hodnoty A_{OL} zavedeme prostřednictvím nenulového diferenčního napětí $u_d = U_o/A_{OL}$. Nyní platí $i_1 = (U_i + u_d)/R_1 = (U_i + U_o/A_{OL})/R_1$.

Za této situace určíme, že pro výstupní napětí platí

$$U_o = -\frac{1}{R_1 C} \int (U_i + U_o/A_{OL}) dt.$$

Derivací obou stran rovnice a úpravou dostaneme diferenciální rovnici

$$dU_o/dt + 1/(CR_1 A_{OL}) U_o = -U_i/(R_1 C) \quad (43)$$

Pro ideální operační zesilovač je člen $CR_1 A_{OL}$ vždy nekonečně velký a rovnice (43) vede opět ke vztahu (42).

Řešení diferenciální rovnice (43) je relativně snadné. Lze použít obdobného postupu jako v úkolu 7, výsledné výstupní napětí popisuje vztah (44):

$$u_o(t) = -U_i A_{OL} \{ 1 - \exp[-t/(CR_1 A_{OL})] \} \quad (44)$$

Souvislost se vztahem (42) odhalíme snadno, rozvineme-li člen $\exp[-t/(CR_1 A_{OL})]$ v řadu. Platí totiž $[4]$

$$\exp(-x) = -x^1 + x^2/2! - x^3/3! + \dots$$

Pro $x \ll 1$, tedy pro $t/(CR_1 A_{OL}) \ll 1$, stačí vzít první dva členy rozvoje a ze vztahu (44) dostaneme

$$u_o(t) \approx -U_i A_{OL} [1 - 1 + t/(CR_1 A_{OL})] = -U_i t/(CR_1)$$

Není-li podmínka pro $t/(CR_1 A_{OL})$ splněna, musíme brát v úvahu více členů rozvoje – například první tři. Dostaneme

$$u_o(t) \approx -U_i t/(CR_1) \cdot [1 - t/(2CR_1 A_{OL})] \quad (45)$$

Ze vztahu (45) je vliv konečné hodnoty A_{OL} očividný.

Vliv napěťové nesymetrie snadno určíme pomocí obr. 31b. Napěťová nesymetrie je reprezentována napětím U_{IO} v neinvertujícím vstupu operačního zesilovače. Je zřejmé, že nyní platí vztah $U_{R1} = U_i - U_{IO}$ a proto $i_1 = (U_i - U_{IO})/R_1$. Stejným postupem jako u vztahu (42) dostaneme pro výstupní napětí

$$u_o(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int (U_i - U_{IO}) dt \quad (46)$$

Protože napětí U_{IO} lze považovat za konstantu, dostaneme

$$u_o(t) = U_{IO} \cdot t/(R_1 C) - \frac{1}{R_1 C} \int U_i dt.$$

Je-li konstantní i napětí U_i , dostaneme ze vztahu (46) $u_o(t) = -U_i t/(R_1 C) \cdot (1 - U_{IO}/U_i)$

(47).

Chyba je velmi výrazná pro malá vstupní napětí U_i . Výstupní napětí se bude měnit i tehdy, je-li $U_i = 0$. Ideální stav proto je: $U_{IO} = 0$.

Vliv vstupního proudu posoudíme pomocí obr. 31c. Vstupní proud považujeme za konstantní. Proud i_c je součtem proudu i_1 a vstupního proudu invertujícího vstupu i_B : $i_c = i_1 + i_B = -C du_o/dt$. Platí proto

$$u_o = -\frac{1}{C} \int (i_1 + i_B) dt.$$

Pro konstantní napětí U_i je $i_1 = U_i/R_1$ a po integraci je $u_o = -U_i t/(CR_1) - i_B t/C = -U_i t/(CR_1) \cdot (1 + R_1 i_B/U_i)$

(48).

Chyba proti „ideálu“ je dána poměrem $R_1 i_B/U_i$. Opět se mění napětí u_o i v případě, že vstupní napětí je nulové. Ideální stav je $i_B = 0$.

Z rozborů je zřejmé, že nároky na operační zesilovač jsou při zpracování malých signálů poměrně značné. Přednost by měla být dána operačnímu zesilovači s malými vstupními proudy, malou napěťovou nesymetrií a velkým zesílením bez zpětné vazby A_{OL} .

ÚKOL 32: Precizní omezovač (řízení napětím – obr. 32)

a) Nakreslete převodní charakteristiku $U_o = f(U_i)$ a dokažte, že $U_o = U_i$ pro $U_i \leq U_{REF}$ a $U_o = U_{REF}$ pro $U_i \geq U_{REF}$.

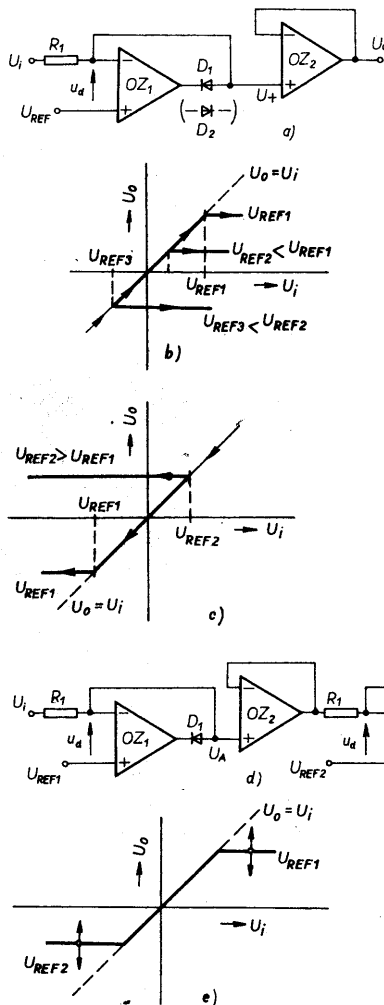
b) Zopakujte zadání bodu a) pro obrácenou polaritu diody D_1 .

c) Nakreslete schéma oboustranného omezovače s úrovněmi omezení U_{REF1} a U_{REF2} (uvažte možnost kaskádního řazení).

d) Proč jde o precizní omezovač – jaký vliv má úbytek napětí na diodě D_1 .

Pro napětí $U_i \leq U_{REF}$ je napětí na výstupu OZ_1 kladné, dioda D_1 je rozpojena. Napětí U_+ na neinvertujícím vstupu OZ_2 je rovno napětí U_i , protože sledovač s OZ_2 má velmi velký vstupní odpor (větší než $100 \text{ M}\Omega$). Na rezistoru R_1 tedy nevznikne prakticky žádný napěťový úbytek. Současně platí pro ideální OZ_2 , že $U_o = U_+ = U_i$.

Je-li napětí U_i větší než napětí U_{REF} , je napětí na výstupu OZ_1 záporné, dioda D_1 spíná, zpětná vazba pro OZ_1 je uzavřena. Diferenční napětí u_d je nulové a platí $U_+ = U_{REF}$ a proto $U_o = U_{REF}$. Úbytek napětí na diodě D_1 je potlačen zesílením operačního



Obr. 32. a) Precizní omezoč řízený napětím U_{REF} , b) převodní charakteristiky při zapojení diody D_1 , c) převodní charakteristiky při zapojení diody D_2 , d) precizní oboustranný omezoč, e) převodní charakteristika oboustranného omezoče

zesilovače OZ_1 , chyba je proto jen velice malá – asi $0,6 V/A_{OL}$.

Převodní charakteristika pro různé úrovně U_{REF} je znázorněna na obr. 32b.

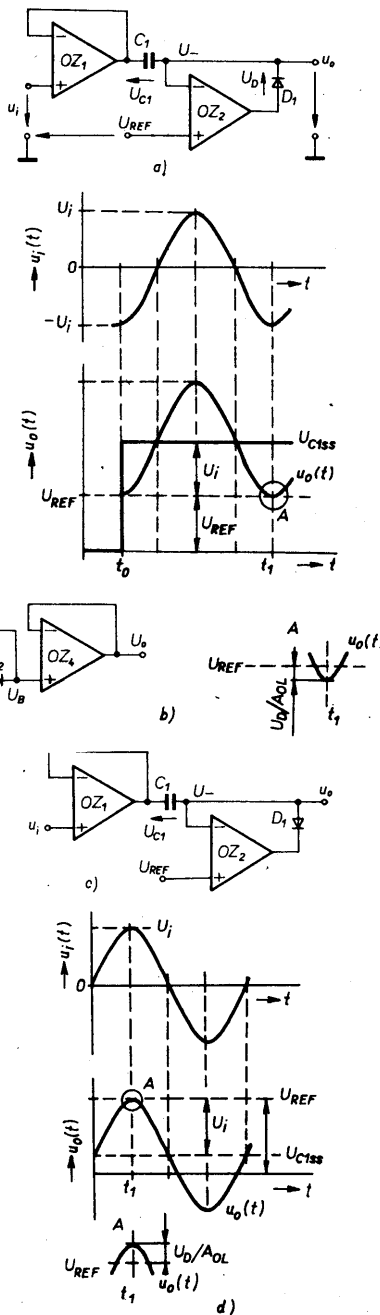
Otočíme-li diodu D_1 (dioda D_2 v závorce – obr. 32a), situace na výstupu OZ_1 se nemění, ale dioda spíná „opačně“. Pro napětí U_i menší než napětí U_{REF} je na výstupu OZ_1 opět kladné napětí, dioda D_2 nyní ovšem vede. Proto je napětí $U_+ = U_{REF}$ a také $U_o = U_{REF}$. Pro napětí $U_i \geq U_{REF}$ je na výstupu OZ_1 záporné napětí, proto dioda D_2 nevede a platí $U_+ = U_i = U_o$. Převodní charakteristika je na obr. 32c.

Kaskádním řazením můžeme dosáhnout omezení z „obou stran“ – obr. 32d. Převodní charakteristika obvodu z obr. 32d je na obr. 32e. Pro $U_i \geq U_{REF1} \geq U_{REF2}$ je D_1 sepnuta, $U_A = U_{REF1}$. Dioda D_2 nevede a proto $U_o = U_B = U_{REF1}$.

Pro $U_{REF2} \leq U_i \leq U_{REF1}$ D_1 nevede, $U_A = U_i$. Dioda D_2 nyní ovšem vede, $U_B = U_{REF2}$ a proto pro výstupní napětí platí $U_o = U_B = U_{REF2}$. Podmínkou správné funkce obvodu je dodržení vztahu $U_{REF1} > U_{REF2}$, polarita referenčních napětí může být libovolná.

Pro $U_i \leq U_{REF2} \leq U_{REF1}$ dioda D_1 nevede, $U_A = U_i$. Dioda D_2 nyní ovšem vede, $U_B = U_{REF2}$ a proto pro výstupní napětí platí $U_o = U_B = U_{REF2}$. Podmínkou správné funkce obvodu je dodržení vztahu $U_{REF1} > U_{REF2}$, polarita referenčních napětí může být libovolná.

ÚKOL 33: Precizní obnovitel stejnosměrné složky řízený napětím – obr. 33



Obr. 33. a) Precizní obnovitel stejnosměrné složky, b) znázornění závislosti $u_i(t)$, U_{C1ss} , $u_o(t)$, c) varianta obnovitele ss složky, d) a znázornění průběhů napětí

a) Dokažte, že střídavá složka výstupního napětí u_o je rovna střídavé složce vstupního napětí u_i a úroveň u_o se nikdy nezmenší pod napětí U_{REF} .

b) Je-li $u_i = 1 \cdot \sin(\omega t) | V$ a $U_{REF} = 5 V$, najděte $u_o(t)$.

c) Řešte úkol z bodu b) pro $U_{REF} = 0 V$.

d) Dokažte, že při otočení diody D_1 výstupní napětí $u_o(t)$ nikdy nepřekročí úroveň U_{REF} .

e) Řešte úkol z bodu b) při otočené diodě D_1 .

f) Proč je zapojení precizní. Jak ovlivňuje úbytek na diodě D_1 přesnost obvodu? Může být napětí U_{REF} libovolné polarity?

Předpokládáme, že na vstupu OZ_1 je připojena právě nejmenší úroveň signálu – tedy $-U_i$. U_i je amplituda vstupního signálu. Napětí na invertujícím vstupu OZ_2 U_- je menší než napětí U_{REF} . Výstupní napětí OZ_2 je kladné, dioda D_1 je sepnuta a zpětná

vazba „přes“ OZ_2 je uzavřena. Znamená to, že pro ideální OZ_2 musí platit i $U_- = U_{REF}$. Kondenzátor C_1 se proto nabije z OZ_2 na napětí $U_{C1ss} = U_i + U_{REF}$. Dále se napětí $u_i(t)$ zvětšuje. Pokud je výstupní odpor OZ_1 nulový (a to prakticky při stoprocentní zpětné vazbě je) a zatěžovací odpor na výstupu u_o je mnohonásobně větší než impedance kapacity ($1/\omega C_1$), nevzniká na C_1 prakticky žádný úbytek napětí. Vstupní napětí $u_i(t)$ „posunuje“ celé stejnosměrné napětí $U_{C1ss} = U_i + U_{REF}$ nahoru, ve shodě se změnou $u_i(t)$. Napětí U_- je stále větší než napětí U_{REF} , dioda D_1 nevede, operační zesilovač OZ_2 se neuplatňuje. Výstupní napětí $u_o(t)$ tak sleduje napětí vstupní s tím, že je superponováno na stejnosměrné napětí $U_i + U_{REF}$. Platí tedy $u_o(t) = u_i(t) + U_i + U_{REF} = U_i \sin(\omega t) + U_i + U_{REF}$ (49),

kde U_i je amplituda vstupního signálu. Výstupní napětí se nikdy nezmenší pod napětí U_{REF} . Situace je znázorněna na obr. 33b.

Je-li $U_i = 1,0 V$ a $U_{REF} = 5 V$, dostaneme podle vztahu (49)

$$u_o(t) = 1 \cdot \sin(\omega t) + 1 + 5 = 6 + 1 \cdot \sin(\omega t) | V |.$$

Je-li $U_i = 10 V$ a $U_{REF} = 0 V$, dostaneme $u_o(t) = 10 \cdot \sin(\omega t) + 10 | V |$.

Je-li $U_i = 10 V$ a $U_{REF} = -5 V$, je

$$u_o(t) = 10 \cdot \sin(\omega t) + 5 | V |.$$

Pokud se v časovém intervalu t_0 až t_1 (obr. 33b) zmenší U_{C1ss} pod velikost $U_{REF} + U_i$ (díky svodům C_1 , vstupním proudům OZ_2), zmenší se v okolí t_1 $| u_i(t_1) = -U_i |$ napětí $U_- = u_o(t_1)$ pod velikost U_{REF} . V tom případě se opět spíná D_1 a OZ_2 obnoví stav $U_{C1ss} = U_{REF} + U_i$. Chyba, která vzniká, je úměrná pouze napětí U_{D1} sepnuté diody D_1 a nepřímo úměrná zesílení OZ_2 bez zpětné vazby. Je tedy přibližně rovna hodnotě U_{D1}/A_{OL} – detail na obr. 33b.

Když otočíme diodu D_1 – obr. 33c – dochází k sepnutí D_1 a uzavření zpětné vazby při $U_- > U_{REF}$. To podstatně mění situaci. Výstupní napětí nikdy nepřekročí napětí U_{REF} . Předpokládáme, že na výstupu OZ_1 je právě největší úroveň signálu – tedy amplituda U_i . Napětí U_- je větší než napětí U_{REF} , dioda D_1 (obr. 32c) je sepnuta, zpětná vazba je uzavřena. Napětí U_- se ustálí na velikosti U_{REF} . Zřejmě platí, že napětí na kondenzátoru C_1 je nyní $U_{C1ss} = U_{REF} - U_i$. Dále se zmenšuje napětí $u_i(t)$ a proto se zmenší i napětí U_- pod napětí U_{REF} . Dioda D_1 se zavírá a napětí $u_i(t)$ superponované na napětí $U_{REF} - U_i$ je přenášeno přímo na výstup. Platí (obr. 33c), že $u_o(t) = U_i \sin(\omega t) + U_{REF} - U_i$ (50).

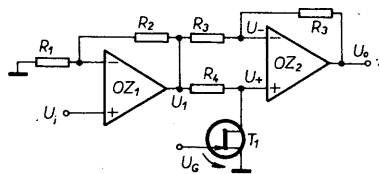
Situace v ustáleném stavu je znázorněna na obr. 33d. Pro $U_{REF} = 5 V$ a $U_i = 1 V$ dostaneme $u_o(t) = 1 \cdot \sin(\omega t) + 4 | V |$.

Referenční napětí může mít v obou případech libovolnou polaritu. Musíme si pouze uvědomit, že výstupní napětí $u_o(t)$ nesmí překročit saturační úroveň operačního zesilovače OZ_2 .

Vstupní signál tedy prochází přes zesilovač OZ_1 a superponuje se na stejnosměrné napětí kondenzátoru C_1 . To se ustálí na $U_{REF} + U_i$ pro obr. 33a a na $U_{REF} - U_i$ pro obvod na obr. 33c. Operační zesilovač OZ_2 pouze „hlídá“ nastavení U_{C1ss} a dobíjí kondenzátor pro $U_- < U_{REF}$ (obr. 33a) nebo pro $U_- > U_{REF}$

(obr. 33c), přičemž maximální přesah hrani-
ce U_{REF} odpovídá hodnotě U_{D1}/A_{OL} .

ÚKOL 34: Přepínač polarity zesílení – obr. 34



Obr. 34. Přepínač polarity zesílení

a) Dokažte, že zesílení obvodu je

$A = -(1 + R_2/R_1)$,
je-li tranzistor T_1 sepnut a
 $A = 1 + R_2/R_1$,
je-li tranzistor T_1 rozeprnut.

Předpokládá se, že odpor tranzistoru v se-
pnutém stavu r_{DSO} je mnohonásobně menší
než odpor rezistoru R_4 .

b) Je-li $r_{DSO} = 100 \Omega$, najděte R_4 takové, aby
se absolutní hodnoty zesílení nelišily o více
než 1 %.

Operační zesilovač OZ1 tvoří neinvertující
zesilovač, platí

$$U_1 = U_i \cdot (1 + R_2/R_1).$$

Je-li tranzistor T_1 rozeprnut ($U_G < -U_p$, U_p
prahové napětí), je napětí U_+ na neinvertující-
m vstupu rovno napětí U_1 . Pro ideální
operační zesilovač OZ2 musí rovněž platit U_-
 $= U_+ = U_1$. Znamená to, že přes rezistory R_3
neprotéká žádný proud a to bude splněno
pouze tehdy, bude-li i $U_o = U_1$. Ke stejnému
výsledku dospějeme pomocí principu super-
pozice:

$$U_o = U_+ \cdot (1 + R_3/R_3) - U_1 R_3/R_3 =$$

$$= 2U_+ - U_1 \quad (51).$$

↑
neinvertující
cesta

↑
invert.
cesta

Je-li tranzistor T_1 rozeprnut, je $U_+ = U_1$
a výstupní napětí

$$U_o = U_1 = U_i(1 + R_2/R_1) \quad (52).$$

Je-li tranzistor T_1 sepnut, je $U_+ = U_1 \cdot r_{DSO}/(R_4$
 $+ r_{DSO})$.

Po dosazení do vztahu (51) dostaneme
 $U_o = -U_i(1 + R_2/R_1) \cdot [1 - 2r_{DSO}/(R_4$
 $+ r_{DSO})]$ (53).

Pro R_4 mnohonásobně větší než r_{DSO} lze
vztah dále zjednodušit:

$$U_o = -U_i(1 + R_2/R_1) \cdot (1 - 2r_{DSO}/R_4) \quad (54).$$

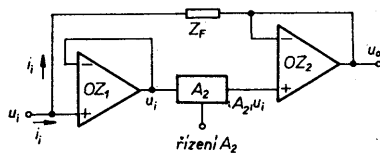
Má-li být chyba zesílení absolutní hodnoty
menší než 1 %, musí platit $2r_{DSO}/R_4 < 0,01$
a odsud pro uvažované poměry dostáváme
 $R_4 > 2r_{DSO} \cdot 100 = 20 \text{ k}\Omega$.

ÚKOL 35: Kapacitní násobič řízený napětím – obr. 35

a) Dokažte, že (za předpokladu $A_2 = -A$, A je
kladné číslo) vstupní impedance obvodu je
 $Z_i = u_i/i_i = Z_F/(1 + A)$.

b) Jestliže Z_F je kapacita, platí pro vstupní
kapacitu obvodu $C_i = C_F \cdot (1 + A)$.

Operační zesilovače OZ1 a OZ2 jsou zapo-
jeny jako sledovače, zaručují tak velké



Obr. 35. Kapacitní násobič řízený napětím

vstupní i malé výstupní odpory. Pokud by
zesilovač A_2 zajišťoval sám velký vstupní
odpor a malý výstupní odpor, není třeba OZ1
a OZ2 vůbec zapojovat.

Jsou-li použity ideální operační zesilova-
če, platí v zapojení na obr. 35 pro výstupní
napětí zřejmě $u_o = A_2 \cdot u_i$. Dále platí pro
vstupní proud $i_i = (u_i - u_o)/Z_F$. Nyní snadno
určíme, že ekvivalentní vstupní impedance
je dána vztahem (55).

$$Z_i = u_i/i_i = Z_F/(1 - A_2) \quad (55).$$

Je-li zesilovač A_2 invertující a platí $A_2 = -A$
(kde $A > 0$), dostáváme pro vstupní impe-
danci vztah

$$Z_i = Z_F/(1 + A) \quad (56).$$

Je-li zpětnovazební impedance Z_F tvořena
kapacitou C_F , určíme snadno $Z_F = 1/(j\omega C_F)$
a ze vztahu (56) získáme

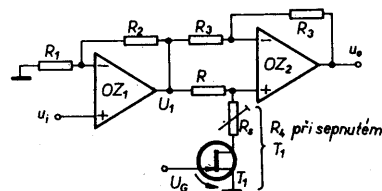
$$Z_i = 1/[j\omega C_F \cdot (1 + A)].$$

Proto je ekvivalentní vstupní kapacita C_i
popsána vztahem

$$C_i = C_F \cdot (1 + A) \quad (57).$$

Vztah (57) popisuje vliv kapacity C_F , která
je zapojena mezi invertující vstup a výstup
zesilovače. Jedná se o klasický Millerův jev,
který byl popsán již u elektronek (vliv kapaci-
ty anoda – mřížka na vstupní impedanci).

ÚKOL 36: Analogový spínač s nulovým výstupním odporem (obr. 36)



Obr. 36. Analogový spínač s malým výstup-
ním odporem

Dokažte, že $u_o = 0$, je-li tranzistor T_1 sepnut
($r_{DSO} \ll R_4$) a že pro T_1 rozeprnutý platí
 $u_o = U_i \cdot (1 + R_2/R_1)$.

Situace je téměř shodná se situací v úkolu
34. Stejným způsobem lze odvodit, že u_o
 $= 2U_+ - U_1$. Při rozeprnutém T_1 je stav
naprosto stejný jako v úkolu 34 a proto u_o
 $= U_i \cdot (1 + R_2/R_1)$.

Při sepnutí T_1 ovšem platí

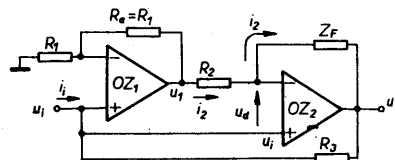
$$U_+ = R_4 U_i / (R_4 + R_s + r_{DSO}).$$

Zajistíme-li platnost rovnosti $R_s + r_{DSO} = R_4$,
dostaneme $U_+ = U_i/2$ a výstupní napětí je
nulové, protože

$$u_o = U_1 - U_1 = 0.$$

Operační zesilovač OZ2 je v této situaci
zapojen do diagonály vyváženého odporo-
vého můstku.

ÚKOL 37: Syntetická indukčnost – obr. 37



Obr. 37. Syntetická indukčnost

a) Dokažte, že vstupní impedance obvodu je

$$Z_i = u_i/i_i = R_2 R_3 / Z_F.$$

b) Je-li $Z_F = 1/(j\omega C_F)$, je ekvivalentní vstupní
indukčnost

$$L_e = R_2 R_3 C_F.$$

c) Zesílení zesilovače OZ1 s rezistory R_1 , R_1
je 2. Odvoďte Z_i pro obecnější případ, kdy
zpětnovazební rezistory u OZ1 jsou různé
a zesílení je K .

d) Požadujeme $L_e = 1 \text{ mH}$, $R_1 = R_2 = R_3$
 $1 \text{ k}\Omega$, jaká je kapacita C_F ?

Budeme přímo vycházet z obecné situa-
ce, kdy $R_a \neq R_1$. Zesílení OZ1 je potom
 $K = 1 + R_a/R_1$. Na výstupu OZ1 je napětí u_1
 $= K u_i$. Výstupní napětí zesilovače OZ2 lze
určit pomocí principu superpozice:

$$u_o = -u_1 Z_F / R_2 + u_i (1 + Z_F / R_2),$$

↑
inv. cesta

↑
neinv. cesta

R_3 samotný přenos neovlivňuje, svým „dru-
hým“ koncem je totiž připojen do místa
s nulovou impedancí – výstup OZ2. Ke stejné-
mu výsledku dospějeme i ze „základního
předpokladu“ $u_d = 0$. Platí potom $i_2 = (u_1$
 $- u_i)/R_2$ a $u_o = u_i - Z_F \cdot i_2 = -u_1 Z_F / R_2 + u_i (1$
 $+ Z_F / R_2)$. Dosadíme za u_1 a dostaneme
 $u_o = u_i [1 + (1 - K) Z_F / R_2]$.

Jsou-li oba OZ ideální, musí protékat
vstupní proud i_i pouze přes rezistor R_3 .
Potom

$$i_i = (u_i - u_o)/R_3 =$$

$$= u_i \{ 1 - [1 + (1 - K) Z_F / R_2] \} / R_3.$$

Základní úpravou nyní dostaneme
 $Z_i = u_i/i_i = R_2 R_3 / [(K - 1) Z_F]$ (58).

Je-li $R_a = R_1$, je $K = 2$ a $Z_i = R_2 R_3 / Z_F$. Je-li Z_F
 $= 1/(j\omega C_F)$, je $Z_i = j\omega C_F R_2 R_3$. Této impedan-
ci odpovídá ekvivalentní vstupní indukčnost.
 $L_e = R_2 R_3 C_F$ (59).

Pro $R_2 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ a požadovanou L_e
 $= 1 \text{ mH}$ musí ze vztahu (59) platit
 $C_F = L_e / (R_2 R_3) = 10^{-3} / 10^6 = 10^{-9} \text{ F} = 1 \text{ nF}$.

ÚKOL 38: Multiplexor (přepínač) analogo- vých signálů (obr. 38)

a) Nechť prahové napětí U_p tranzistorů JFE
s kanálem typu n je 5 V, r_{DSO} je mnohoná-
sobně menší než R_1 a x_1, x_2, \dots, x_n jsou
časově se nepřekrývající impulsy s aktivní
úrovní -10 V (základní úroveň 0 V). Dokaž-
te, že v době trvání úrovně -10 V na vstupu
 x_k je výstupní napětí

$$U_o = -U_{ik} R_3 / R_2,$$

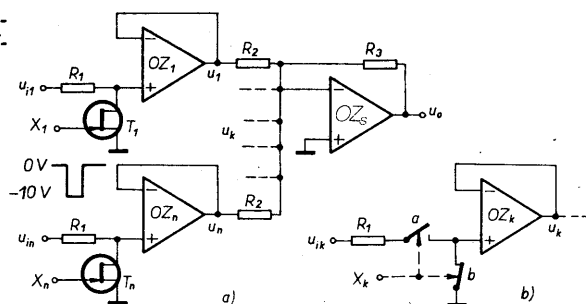
kde x_k je libovolný ze vstupů 1 až n .

b) Pro $r_{DSO} = 100 \Omega$ určete R_1 tak, aby
chyba vnesená spínačem nepřesáhla 1 %.

c) Určete význam sledovačů napětí.

Tranzistor T_k na jehož vstupu je aktivní
úroveň $x_k = -10 \text{ V}$ je rozeprnutý – ostatní
tranzistory jsou sepnuté. Pokud jsou odpory
v sepnutém stavu zanedbatelné, jsou pří-

Obr. 38.a) Multiplexor analogových signálů, b) dokonalejší spínač (sériově-paralelní)



slušná výstupní napětí $u_1, u_2, \dots, u_{k-1}, u_{k+1}, \dots, u_n$ nulová. Pro výstupní napětí aktivovaného vstupu (T_k rozepnut) platí $u_k = u_{ik}$. Vliv rezistoru R_1 je zanedbatelný, protože sledovač napětí má běžně vstupní odpor větší než 100 MΩ a jeho výstupní odpor je prakticky nulový. Proto i pro výsledné výstupní napětí lze v tomto ideálním případě použít velmi jednoduchý vztah

$$u_o = -u_{ik}R_3/R_2.$$

Zesilovač OZ_s je totiž zapojen jako součtový (invertující) zesilovač (viz úkol 4, je-li $u_s = 0$).

Uvažujeme-li, že tranzistory T_1 až T_n mají v sepnutém stavu stejný odpor r_{DSO} , je na výstupech sledovačů ve skutečnosti napětí $r_{DSO}u_i/(r_{DSO} + R_1) \approx u_i r_{DSO}/R_1$ a nikoli nula. Je-li rozepnutý tranzistor T_k , platí pro výstupní napětí u_o přesnější vztah:

$$u_o = -u_{ik}R_3/R_2 - (u_{i1} + u_{i2} + \dots + u_{i(k-1)} + u_{i(k+1)} + \dots + u_{in})r_{DSO}/R_1 \quad (60).$$

Chyba jednoho kanálu je zřejmě určena poměrem r_{DSO}/R_1 . Je-li $r_{DSO} = 100 \Omega$ a chyba má být menší než 1 %, musí platit $r_{DSO}/R_1 < 0,01$, tedy $R_1 > 100r_{DSO} = 10 \text{ k}\Omega$. Ze vztahu (60) však plyne, že chyba ze všech zbývajících vstupů se sečítá. Proto se v praxi používají spínače složitější – princip je na obr. 38b. Musí platit, že „kontakt a“ je pro $x_k = 0 \text{ V}$ rozepnut a „kontakt b“ je sepnut ($r_b = r_{DSO}$). Odpor r_a rozepnutého kontaktu a může dosahovat jednotek MΩ. Pro výstupní napětí u_k bude za této situace platit ($x_k = 0$) $u_k = u_{ik}r_{DSO}/(R_1 + r_a + r_{DSO}) \approx u_{ik}r_{DSO}/(r_1 + r_a)$. Vztah (60) se nyní změní na

$$u_o = -u_{ik}R_3/R_2 - (u_{i1} + \dots + u_{i(k-1)} + u_{i(k+1)} + \dots + u_{in})r_{DSO}/(R_1 + r_a) \quad (61).$$

Je-li například $r_{DSO} = 100 \Omega$ a $r_a = 1 \text{ M}\Omega$, je zlepšení situace podstatné.

U zvoleného kanálu je $x_k = -10 \text{ V}$, kontakt a je sepnut, $r_a = r_{DSO}$; kontakt b je rozepnut, r_b je řádově MΩ. Opět platí, že $u_k = u_{ik}$, protože odpor r_{DSO} je proti vstupnímu odporu sledovače skutečně zanedbatelný, zanedbatelný je i proti odporu rozepnutého kontaktu r_b .

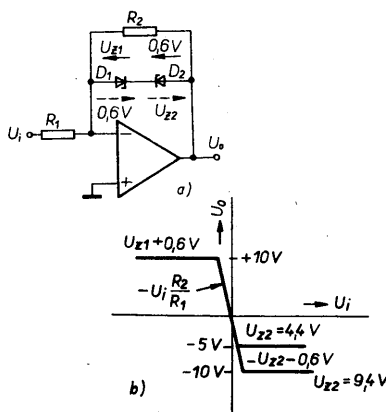
Ovládací úrovně x_k mohou být obecně libovolné, bude záležet pouze na skutečné realizaci „spínačů a, b“ na obr. 38b.

ÚKOL 39: Oboustranný omezovač – obr. 39
Napětí obou stabilizačních diod D_1 a D_2 je $U_{Z1} = U_{Z2} = 9,4 \text{ V}$; úbytek $0,6 \text{ V}$ v předním směru.

a) Nakreslete závislost $U_o = f(U_i)$

b) Nakreslete závislost $U_o = f(U_i)$, je-li $U_{Z1} = 9,4 \text{ V}$ a $U_{Z2} = 4,4 \text{ V}$.

Pro $U_o > 0$ ($U_i < 0$) a $U_o < U_{Z1} + 0,6 \text{ V}$ jsou obě diody rozpojeny a pro výstupní napětí



Obr. 39a) Oboustranný omezovač, b) převodní charakteristiky pro $U_{Z1} = U_{Z2} = 9,4 \text{ V}$ a $U_{Z1} = 9,4 \text{ V}$ a $U_{Z2} = 4,4 \text{ V}$

platí

$$U_o = -R_2/R_1 \cdot U_i,$$

jedná se o běžné zapojení invertujícího zesilovače. Jakmile dosáhne napětí U_o $U_{Z1} + 0,6 \text{ V}$, diody se „spínají“ a uzavírá se silná záporná zpětná vazba (stoprocentní). Platí proto

$$U_{\text{omax}} = U_{Z1} + 0,6 \text{ V}.$$

Pro $U_o < 0$ ($U_i > 0$) a $U_o > -U_{Z2} - 0,6 \text{ V}$ platí rovněž

$$U_o = -U_i R_2/R_1.$$

K omezení dochází až pro výstupní napětí

$$U_{\text{omin}} = -U_{Z2} - 0,6 \text{ V}.$$

Platí-li $U_{Z1} = U_{Z2} = U_{Z2}$ (výběr diod), je omezení symetrické.

$$U_{\text{omax}} = |U_{\text{omin}}| = U_Z + 0,6 \text{ V}.$$

Převodní charakteristiky jsou na obr. 39b pro $U_{Z1} = U_{Z2} = 9,4 \text{ V}$ a pro $U_{Z1} = 9,4 \text{ V}$ a $U_{Z2} = 4,4 \text{ V}$.

ÚKOL 40: Symetrický omezovač – obr. 40

a) Dokažte, že schéma na obr. 40 symetricky omezuje výstupní napětí.

b) Posuďte vliv nestejných úbytků napětí U_D na diodách D_1 až D_4 .

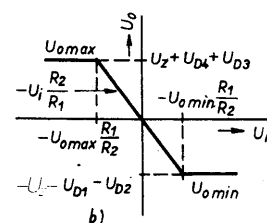
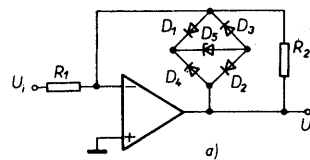
Na rozdíl od úkolu 39 není nutné vybírat dvě stabilizační diody. Je-li napětí u_o kladné, spínají diody D_4 , D_3 a D_5 ; úbytek napětí $U_{\text{omax}} = U_Z + 2U_D$. Pro výstupní napětí záporné dojde k omezení při úrovni napětí $U_{\text{omin}} = -U_Z - 2U_D$; sepnuty jsou diody D_5 , D_2 a D_1 .

V ideálním případě (který byl uvažován) je možné předpokládat splnění rovnosti $U_{D1} = U_{D2} = U_{D3} = U_{D4}$, proto

$$U_{\text{omax}} = -U_{\text{omin}},$$

omezení je symetrické.

V reálném případě je například $U_{D1} = 630 \text{ mV}$, $U_{D2} = 620 \text{ mV}$, $U_{D3} = 600 \text{ mV}$, $U_{D4} = 630 \text{ mV}$ a $U_Z = 4,8 \text{ V}$. Potom lze určit U_{omax}

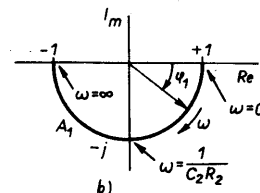
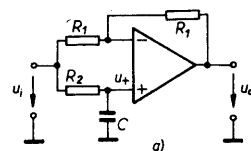


Obr. 40.a) Symetrický omezovač, b) převodní charakteristika

$$+ U_{\text{omin}} = 6,03 \text{ V} - 6,05 \text{ V} = -20 \text{ mV}.$$

Pro běžné účely není proto třeba diody D_1 až D_4 vybírat, relativní chyba na úrovni asi 6 V je většinou zanedbatelná.

ÚKOL 41: Fázovací členek 0 až -180° – obr. 41



Obr. 41. Fázovací členek (a) a jeho přenos v komplexní rovině (b)

a) Je-li operační zesilovač ideální, dokažte, že přenos je $A_1 = 1,0 < -2 \arctg(\omega C_2 R_2)$ [absolutní hodnota stále rovna jedné, fáze $\varphi = -2 \arctg(\omega C_2 R_2)$].

b) Určete A_1 při $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 10 \text{ nF}$ a $f = 10 \text{ kHz}$.

Pro odvození přenosu bude opět nejvhodnější použít principu superpozice. Příspěvek invertující cesty k výstupnímu napětí je $u_{\text{oin}} = -u_i R_1/R_1 = -u_i$. Příspěvek neinvertující cesty je $u_{\text{onein}} = u_+ \cdot (1 + R_1/R_1) = 2u_+$, přičemž u_+ je určeno děličem R_2 , C_2 , tudíž

$$u_+ = \frac{u_i \cdot 1/(j\omega C_2)}{R_2 + 1/(j\omega C_2)} = u_i/(1 + j\omega C_2 R_2).$$

Nyní snadno určíme celkové výstupní napětí

$$U_o = U_{\text{oin}} + U_{\text{onein}} = -u_i \cdot (1 - j\omega C_2 R_2)/(1 + j\omega C_2 R_2). \text{ Přenos (zesílení) obvodu tedy je } A_1 = u_o/u_i = (1 - j\omega C_2 R_2)/(1 + j\omega C_2 R_2) = (1 - \omega^2 R_2^2 C_2^2 - 2j\omega R_2 C_2)/(1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2) \quad (62).$$

Absolutní hodnoty čitatele i jmenovatele jsou stejné:

$$\sqrt{1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2}$$

Fázi čitatele φ_c lze určit ze vztahu $\tan \varphi_c = \text{Im}/\text{Re} = -\omega C_2 R_2$. Odsud $\varphi_c = \arctg(-\omega C_2 R_2) = -\arctg(\omega C_2 R_2)$. Fázi jmenovatele určíme stejným postupem: $\tan \varphi_i = \text{Im}/\text{Re} = \omega C_2 R_2$, proto $\varphi_i = \arctg(\omega C_2 R_2)$. Vztah (62) lze nyní přepsat do tvaru

$$A_1 = \sqrt{1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2} \cdot e^{j\varphi_c} / \sqrt{1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2} \cdot e^{j\varphi_i} = 1 \cdot e^{j(\varphi_c - \varphi_i)} = e^{j\varphi_1} \quad (62a)$$

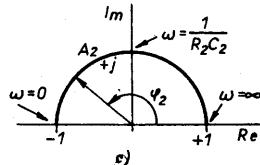
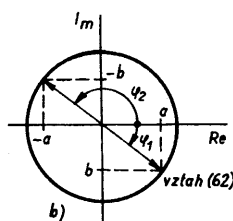
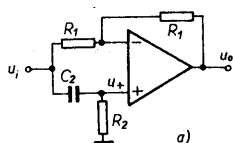
Absolutní hodnota přenosu je stále rovna jedné, výsledná fáze přenosu $\varphi_1 = \varphi_c - \varphi_i$:

$$\varphi_1 = -\arctg(\omega C_2 R_2) - \arctg(\omega C_2 R_2) = -2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2) \quad (63)$$

Znárodnění přenosu v komplexní rovině je na obr. 41b. Na kruhové frekvenci $\omega_0 = 1/(C_2 R_2)$ je fáze právě -90° . Možný formální zápis přenosu je $A_1 = 1 < -2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2)$.

Pro $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 10 \text{ nF}$ a $f = 10 \text{ kHz}$ je $\varphi_1 = -2 \cdot \arctg(2\pi \cdot 10^4 \cdot 10^{-8} \cdot 10^{-3}) = -2 \cdot \arctg(0,2\pi) = -64,28^\circ$.

ÚKOL 42: Fázovací členek $+180^\circ$ až 360° – obr. 42



Obr. 42.a) Fázovací členek, b) znázornění změny znaménka Re a Im složky, c) jeho přenos v komplexní rovině

Dokažte, že přenos obvodu je $A_2 = 1, 0 < [180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2)]$.

Zapojení je jakýmsi doplňkem k zapojení na obr. 41a. I zde je optimálním postupem využití principu superpozice. Platí (invertující cesta): $u_{oin} = -u_i R_1 / R_1 = -u_i$. Dále (neinvertující cesta): $u_{onein} = u_+$. (1 + R_1 / R_1) = 2 u_+ , přičemž $u_+ = u_i R_2 / (R_2 + 1/(j\omega C_2)) = u_i j\omega C_2 R_2 / (1 + j\omega C_2 R_2)$.

Celkové výstupní napětí je

$$u_o = u_{oin} + u_{onein} = u_i \cdot (-1 + j\omega C_2 R_2) / (1 + j\omega C_2 R_2)$$

Po úpravě dostáváme pro přenos

$$A_2 = u_o / u_i = (-1 + j\omega C_2 R_2) / (1 + j\omega C_2 R_2) = (-1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2 + 2j\omega C_2 R_2) / (1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2) \quad (64)$$

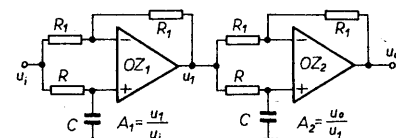
I zde platí, že absolutní hodnoty čitatele a jmenovatele jsou si rovny, celkový přenos je stále roven jedné. Při srovnání vztahů (62) a (64) zjistíme, že se pouze změnila znaménka reálné (Re) a imaginární složky (Im), velikosti zůstaly stejné. To nám umožní snadno určit fázi φ_2 – obr. 42b. Platí $\varphi_2 + |\varphi_1| = 180^\circ$, přičemž φ_1 je určena vztahem (63).

Pro fázi zapojení na obr. 42a platí $\varphi_2 = 180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2)$ (65).

Celý přenos lze popsat vztahem $A_2 = 1 \cdot e^{j180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2)} = 1 < [180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega C_2 R_2)]$ (66)

Přenos je -1 pro $f = 0$, $+1$ pro $f = 1/(2\pi C_2 R_2)$ a $+1$ pro $f = \infty$ (obr. 42c).

ÚKOL 43: Fázovací členek 0° až 360° – obr. 43



Obr. 43. Fázovací členek 0° až 360°

a) Dokažte, že kaskádním řazením dvou obvodů z obr. 41a dostaneme fázovací členek s posuvem fáze 0° až 360° .

b) Dokažte, že stejné tvrzení platí i pro kaskádní řazení dvou obvodů z obr. 42a.

Řadíme-li kaskádně dva zesilovače, je výsledný přenos roven součinu přenosů. Platí totiž

$$A = u_o / u_i = (u_o / u_1) \cdot (u_1 / u_i) = A_1 \cdot A_2$$

Přenos struktury na obr. 43 lze proto určit pomocí vztahu (62a)

$$A = e^{j\varphi_1} \cdot e^{j\varphi_2} = e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)} = e^{j\varphi_v}$$

platí $R_2 = R$ a $C_2 = C$ (obr. 43, obr. 41).

Proto

$$\varphi_v = 2 \cdot [-2 \cdot \arctg(\omega CR)] = -4 \cdot \arctg(\omega CR) \quad (67)$$

Pro $f = 0$ je $\varphi_v = 0$, pro $f = 1/(2\pi CR)$ je $\varphi_v = -180^\circ$, pro $f = \infty$ je $\varphi_v = 360^\circ$.

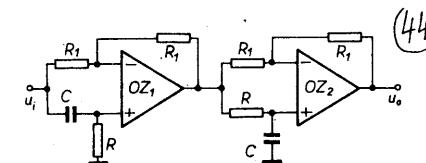
Pomocí vztahu (66) určíme chování dvou kaskádně řazených obvodů z obr. 42a: $A = e^{2j\varphi_2} = e^{j\varphi_v}$.

Po dosazení dostáváme

$$\varphi_v = 2 \cdot [180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega CR)] = 360^\circ - 4 \cdot \arctg(\omega CR) \quad (68)$$

Vidíme, že výsledná fáze je v obou případech stejná, protože úhel 360° lze zanedbat (celá perioda).

ÚKOL 44: Fázovací členek $+180^\circ$ až -180° – obr. 44



Obr. 44. Fázovací členek -180° až $+180^\circ$

Dokažte, že zapojení na obr. 44 pracuje s fázovým posuvem -180° až $+180^\circ$.

Z obr. 44 je zřejmé, že se jedná o kaskádní zapojení článků z obr. 42a. a obr. 41a. Stačí proto opět určit součin známých přenosů (úkol 43):

$$A = u_o / u_i = e^{j\varphi_2} \cdot e^{j\varphi_1} = e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)} = e^{j\varphi_v}$$

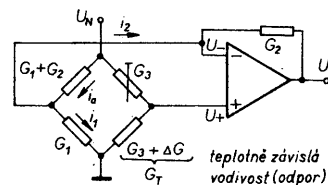
kde φ_2 je dáno vztahem (65) a φ_1 vztahem (63).

Pro výslednou fázi dostáváme vztah

$$\varphi_v = 180^\circ - 2 \cdot \arctg(\omega CR) - 2 \cdot \arctg(\omega CR) = 180^\circ - 4 \cdot \arctg(\omega CR) \quad (69)$$

Pro $f = 0$ je $\varphi_v = 180^\circ$, pro $f = 1/(2\pi CR)$ je $\varphi_v = 180^\circ - 4 \cdot 45^\circ = 0^\circ$, pro $f = \infty$ je $\varphi_v = 180^\circ - 360^\circ = -180^\circ$.

ÚKOL 45: Můstkový zesilovač – obr. 45



Obr. 45. Zapojení můstkového zesilovače

a) Dokažte, že

$$U_o = (1 + G_1/G_2) \cdot [(-\Delta G \cdot U_N) / (2G_3 + \Delta G)]$$

b) Je dáno $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$, $G_3 + \Delta G$ – rezistor s teplotním koeficientem $0,2 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, G_3 – rezistor nastavitelný – nastavuje se (zde) tak, aby při $U_N = 10 \text{ V}$ a $T_0 = 25^\circ\text{C}$ bylo výstupní napětí $U_o = 0 \text{ V}$. Najděte teplotní závislost výstupního napětí $U_o = f(T)$.

Nejdříve odvodíme napětí U_+ na neinvertujícím vstupu ($R = 1/G$):

$$U_+ = U_N \cdot R_1 / (R_3 + R_1) = (U_N / R_3) / (1/R_1 + 1/R_3) = U_N G_3 / (G_1 + G_3) \quad (A)$$

Pro ideální operační zesilovač musí platit $U_+ = U_-$. Lze určit

$$i_1 = U_- / R_1 = U_+ \cdot G_1 \quad (B)$$

Dále platí

$$U_o = -i_2 R_2 + U_+ = U_+ - i_2 / G_2 \quad (C)$$

Musí platit $[G_1 + G_2 = 1/R_1 + 1/R_2 = (R_1 + R_2) / (R_1 R_2)]$:

$$i_2 = (U_N - U_+) \cdot (G_1 + G_2) = i_2 + i_1 \quad (D)$$

Nyní určíme z rovnice (B) a (D), že

$$i_2 = U_N (G_1 + G_2) - U_+ \cdot G_2 = U_N \cdot G_1 - U_+ \cdot G_2$$

Dosazením do (C) dostaneme

$$U_o = U_+ - [U_N (G_1 + G_2) - U_+ \cdot G_2 - U_+ \cdot G_1] / G_2$$

Dosazením z (A) a úpravami dostaneme pro výstupní napětí vztah

$$U_o = U_N \cdot (1 + G_1/G_2) \cdot (G_3 - G_T) / (G_3 + G_T) \quad (70)$$

Platí-li $G_T = G_3 + \Delta G$, kde G_3 je hodnota G_T při teplotě T_0 a $\Delta G = G_3 \cdot k \cdot (T - T_0)$, potom

$$U_o = U_N \cdot (1 + G_1/G_2) \cdot (-\Delta G) / (2G_3 + \Delta G) \quad (70a)$$

Je-li $\Delta G \ll 2G_3$ (tedy $k \ll 1$), dostaneme

$$U_o = -U_N \cdot (1 + G_1/G_2) \cdot k \cdot (T - T_0) / 2 \quad (70b)$$

Mění-li se vodivost o $0,2 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, znamená to, že $k = 0,002$ a dostaneme $|G_1 = 0,001 \text{ S}$,

$$G_2 = (1/9) \cdot 10^{-3} \text{ S a } T_0 = 25^\circ\text{C}$$

$$U_o = -10 \cdot (1 + 9) \cdot 0,002 \cdot (T - 25^\circ\text{C}) / 2 = - (0,1 \text{ V}^\circ\text{C}) \cdot (T - 25^\circ\text{C})$$

Je-li nám milejší popis pomocí odporů a ne vodivostí, lze vztah (70) snadno upravit pomocí základního vztahu $1/R = G$. Po úpravách dostaneme pro výstupní napětí modifikovaný vztah

$$U_o = U_N \cdot (1 + R_2/R_1) \cdot (R_T - R_3) / (R_T + R_3) \quad (70c)$$

Musíme si uvědomit, že vodivosti $G_1 + G_2$ odpovídá paralelní řazení rezistorů R_1 a R_2 .

ÚKOL 46: Pásmová propust (invertující zesilovač s nekonečným zesílením) – obr. 46

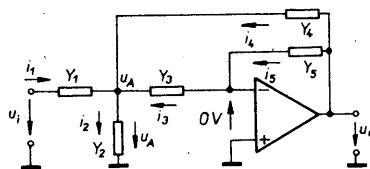
a) Dokažte, že pro zesílení obvodu na obr. 46 platí

$$A = u_o / u_i = -Y_1 Y_3 / (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) \quad (Y_5 + Y_3 Y_4)$$

b) Určete zesílení, je-li $Y_1 = G_1$, $Y_2 = G_2$, $Y_3 = j\omega C_3$, $Y_4 = j\omega C_4$ a $Y_5 = G_5$.

c) Určete kruhovou frekvenci ω_0 , na které je přenos maximální a určete zde velikost zesílení.

d) Určete R_1 , R_2 a R_5 ; požaduje se $f_0 = 100$ Hz, šířka pásma $B = 10$ Hz, $|A_{\max}| = 10$ (volte $C_3 = C_4 = 1 \mu\text{F}$).



Obr. 46. Invertující pásmová propust ($Y_1 = G_1$, $Y_2 = G_2$, $Y_3 = j\omega C_3$, $Y_4 = j\omega C_4$, $Y_5 = G_5$)

Pro ideální operační zesilovač OZ₁ lze snadno sestavit následující soubor jednoduchých rovnic:

$$\begin{aligned} i_1 &= (u_i - u_A) Y_1 & (I), \\ i_2 &= u_A Y_2 & (II), \\ i_3 &= -u_A Y_3 & (III), \\ i_4 &= (u_o - u_A) Y_4 & (IV), \\ i_5 &= u_o Y_5 & (V), \\ i_1 + i_3 + i_4 &= i_2 & (VI), \\ i_3 &= i_5 & (VII), \end{aligned}$$

Tento soubor vztahů stačí k vyřešení předloženého úkolu. Ze vztahů (VII), (III), (V) určíme, že

$$u_A = -u_o Y_5 / Y_3 \quad (VIII).$$

Ze vztahů (V), (VII), (VI), (II), (I) a (IV) určíme, že $u_o = i_5 / Y_5 = i_3 / Y_5 = (i_2 - i_1 - i_4) / Y_5 = u_A Y_2 / Y_5 - (u_i - u_A) Y_1 / Y_5 - (u_o - u_A) Y_4 / Y_5$.

Po dosazení za u_A ze vztahu (VIII) a úpravách dostaneme

$$A = u_o / u_i = -Y_1 Y_3 / (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) Y_5 + Y_3 Y_4 \quad (71).$$

Je-li $Y_1 = G_1 = 1/R_1$, $Y_2 = G_2 = 1/R_2$, $Y_3 = j\omega C_3 = pC_3$, $Y_4 = j\omega C_4 = pC_4$ a $Y_5 = G_5 = 1/R_5$, stačí dosadit do vztahu (71) a upravit přenos do normovaného tvaru:

$$A = -(pG_1/C_4) / [p^2 + pG_5(1/C_3 + 1/C_4) + G_5(G_1 + G_2/C_3 C_4)] \quad (72).$$

Srovnáním s normovaným polynomem 2. řádu $p^2 + p\omega_0/Q + \omega_0^2$ snadno zjistíme, že frekvence maximálního přenosu je $\omega_0^2 = G_5(G_1 + G_2)/(C_3 C_4) = 1/[R_5 C_3 C_4 R_1 R_2 / (R_1 + R_2)]$ (73). Maximální hodnotu přenosu určíme ze vztahu (72) a (73); $p = j\omega_0$, $p^2 = -\omega_0^2$:

$$A(\omega_0) = -G_1 / [G_5(1 + C_4/C_3)] = -R_5 / [R_1(1 + C_4/C_3)] \quad (74).$$

Q je činitel jakosti obvodu. Platí $Q = f_0/B$, kde $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ a B je pásmo propustnosti v Hz pro pokles přenosu o 3 dB. Srovnáme-li vztah (72) s normovaným tvarem, zjistíme, že platí

$$\omega_0/Q = G_5(1/C_3 + 1/C_4).$$

Dosadíme-li ve vztahu (73) za ω_0 , dostaneme po úpravách

$$Q = \sqrt{(G_1 + G_2) / [\sqrt{C_4/C_3} + \sqrt{C_3/C_4}]} = \sqrt{R_5/R_1 + R_5/R_2} / [\sqrt{C_4/C_3} + \sqrt{C_3/C_4}] \quad (75).$$

Je zřejmé, že se jedná o pásmovou propust s maximálním přenosem na kruhové frekvenci ω_0 (73), a činitelem jakosti Q (75) a tomu odpovídající šířkou pásma $B = f_0/Q$. V obvodu na obr. 46 je nutno určit pět pasivních prvků a k dispozici jsou pouze tři rovnice: (73), (74) a (75). Proto dva prvky volíme, nejčastěji se volí $C = C_3 = C_4$, zde $1 \mu\text{F}$.

Potom se vztahy zjednoduší:

$$\omega_0^2 = G_5(G_1 + G_2)/C^2 = (1/R_1 + 1/R_2)/(R_5 C^2) \quad (73a),$$

$$A(\omega_0) = -R_5(2R_1) \quad (74a),$$

$$Q = \sqrt{R_5/R_1 + R_5/R_2} / 2 \quad (75a).$$

Máme systém tří rovnic pro tři neznámé (je-li C zvolena). Tento systém se ovšem musí dále upravit, aby nám umožnil pohodlný návrh pásmové propusti podle zadaných požadavků.

Ze vztahu (75a) dostaneme

$$\sqrt{R_5/R_1 + R_5/R_2} = 2Q.$$

Vztah (73a) lze upravit do tvaru

$$\omega_0^2 = (R_5/R_1 + R_5/R_2)/(R_5^2 C^2).$$

Nyní již snadno určíme, že

$$R_5 = \sqrt{R_5/R_1 + R_5/R_2} / (\omega_0 C) = 2Q / (\omega_0 C) \quad (76)$$

Ze vztahu (74a) plyne

$$R_1 = R_5 / (2 |A(\omega_0)|) \quad (77).$$

Úpravou vztahu $R_5/R_1 + R_5/R_2 = 4Q^2$ dostaneme

$$R_2 = R_5 / (4Q^2 - R_5/R_1) = R_5 / (4Q^2 - 2 |A(\omega_0)|) \quad (78)$$

Vztahy (76), (77), (78) jsou návrhovými vztahy za předpokladu, že volíme $C_3 = C_4 = C$. Je-li tedy zvoleno $C = 1 \mu\text{F}$ a požadujeme $f_0 = 100$ Hz, $B = 10$ Hz ($Q = f_0/B = 10$) a $A(\omega_0) = -10$, dostaneme ze vztahu (76): $R_5 = 20 / (2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-6}) = 31,83 \text{ k}\Omega$.

Ze vztahu (77):

$$R_1 = 31,83 / (2 \cdot 10) = 1,59 \text{ k}\Omega.$$

Ze vztahu (78):

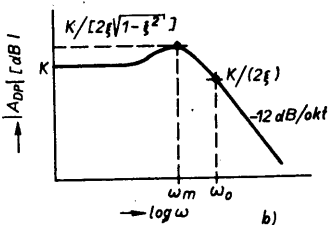
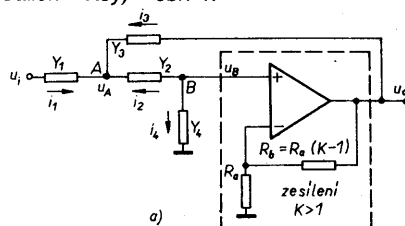
$$R_2 = 31,83 / (400 - 20) = 83,8 \Omega.$$

Vztah (78) ovšem definuje doplňkový požadavek. Reálný smysl má pouze odpor R_2 kladných hodnot. Je proto jasné, že volba $C_3 = C_4 = C$ vede automaticky k požadavku $4Q^2 - 2 |A(\omega_0)| > 0$, musí proto platit

$$Q^2 \geq |A(\omega_0)| / 2 \quad (79).$$

Volíme-li právě hraniční hodnotu $Q_{\min} = \sqrt{|A(\omega_0)| / 2}$, lze R_2 vypustit, protože $R_2 = R_5/0 = \infty$.

ÚKOL 47: Dolní propust 2. řádu (zesilovač neinvertující – s konečným zesílením K – filtr Sallen – Key) – obr. 47



Obr. 47.a) Dolní propust 2. řádu ($Y_1 = G_1 = 1/R_1$, $Y_2 = G_2 = 1/R_2$, $Y_3 = j\omega C_3$, $Y_4 = j\omega C_4$), b) přenos dolní propusti DP

a) Dokažte, že přenos (zesílení) obvodu je $A = u_o/u_i = KY_1 Y_2 / [Y_1 Y_2 + Y_4(Y_1 + Y_2 + Y_3) + Y_2 Y_3(1-K)]$.

b) Dokažte, že pro $Y_1 = G_1$, $Y_2 = G_2$, $Y_3 = j\omega C_3$ a $Y_4 = j\omega C_4$ jde o dolní propust.

c) Určete přenos dolní propusti na frekvenci ω_0 .

d) Určete frekvenci ω_m , na níž je přenos maximální a určete zde velikost přenosu A_{\max} .

Ideální operační zesilovač tvoří neinvertující zesilovač se zesílením $1 + (K-1) R_a/R_a = K$, s malým výstupním a nekonečným vstupním odporem. Proto platí

$$u_o = K u_B \quad (I),$$

dále

$$i_1 = (u_i - u_A) Y_1 \quad (II),$$

$$i_2 = (u_B - u_A) Y_2 \quad (III),$$

$$i_3 = (u_o - u_A) Y_3 \quad (IV),$$

$$i_4 = u_B Y_4 \quad (V),$$

$$i_2 + i_4 = 0 \quad (VI),$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (VII),$$

Soubor jednoduchých vztahů umožňuje určit zesílení obvodu $A = u_o/u_i$. Z rovnic (I), (VI) a (V) lze určit, že

$$i_2 = -u_o Y_4 / K \quad (VIII).$$

Ze vztahů (VII), (II), (III), (IV) a (I) lze určit, že

$$u_A = [u_i Y_1 + u_o (Y_2/K + Y_3)] / (Y_1 + Y_2 + Y_3) \quad (IX).$$

Pomocí (III), (I), (VIII) a (IX) dostaneme

$$A = u_o/u_i = KY_1 Y_2 / [Y_1 Y_2 + Y_4(Y_1 + Y_2 Y_3) + Y_2 Y_3(1-K)] \quad (80).$$

Je-li $Y_1 = G_1$, $Y_2 = G_2$, $Y_3 = j\omega C_3$ a $Y_4 = j\omega C_4$ ($j\omega = p$) dostaneme ze vztahu (80) po úpravách

$$A = K \frac{G_1 G_2 / (C_3 C_4)}{p^2 + p[G_1/C_3 + G_2/C_3 + G_2(1-K)/C_4] + G_1 G_2} \quad (81).$$

Obecný normovaný tvar zesílení pro dolní propust 2. řádu je

$$A_{DP} = K \omega_0^2 / (p^2 + p\omega_0/Q + \omega_0^2) \quad (82),$$

přičemž rovněž platí

$$1/(2Q) = \xi,$$

kde ξ je logaritmický dekrement útlumu.

Pro $p = j\omega = 0$ je $A_{DP} = K$, pro $p = j\omega_0$ je $p^2 = -\omega_0^2$ a $A_{DP}(\omega_0) = K \omega_0^2 / (j\omega_0^2/Q) = -jK \cdot Q$, pro $\omega = \infty$ je přenos dolní propusti nulový.

Vztahy (81) a (82) se formálně shodují. Srovnáním lze určit

$$\omega_0^2 = G_1 G_2 / (C_3 C_4) = 1 / (R_1 R_2 C_3 C_4) \quad (83),$$

$$\omega_0/Q = G_1/C_3 + G_2/C_3 + G_2(1-K)/C_4$$

Po úpravách dostaneme

$$1/Q = 2\xi = \frac{\sqrt{C_4/C_3} \sqrt{G_1/G_2} + \sqrt{G_2/G_1}}{(1-K) \sqrt{G_2 C_3} / \sqrt{G_1 C_4}} \quad (84).$$

Užitečné je vyšetřit průběh absolutní hodnoty přenosu podle vztahu (82). Maximum přenosu je na frekvenci ω_m , kde nabývá derivace absolutní hodnoty jmenovatele (o oktaavu) na čtyřnásobek. Tomu odpovídá pokles přenosu -12 dB/okt .

$$\omega_m^2 = \omega_0^2 (1 - 2\xi^2) \quad (85).$$

Dosadíme-li ze vztahu (85) do vztahu (82), dostaneme pro absolutní hodnotu přenosu po úpravách

$$|A_{DP}(\omega_m)| = K / [2\xi \sqrt{1 - \xi^2}] \quad (86).$$

Průběh přenosu je znázorněn na obr. 47b. Absolutní hodnota jmenovatele pro $\omega \gg \omega_0$ vzroste na každé zdvojení frekvence (o oktaavu) na čtyřnásobek. Tomu odpovídá pokles přenosu -12 dB/okt .

Požadujeme-li obecně K , ω_0 a Q , vycházejí návrhové vztahy velmi „nepohodlné“. Proto se obvykle volí jedna z následujících možností:

a) $K = 1$, tedy $R_b = 0$ a $R_a = \infty$;

$G_1 = G_2 = G = 1/R$ se volí;

dopočítává se C_3 a C_4 tak, aby se realizovalo potřebné Q a ω_0 .

Pro zvolené poměry dostaneme ze vztahu (83)

$$\omega_0^2 = 1/(R^2 C_3 C_4),$$

ze vztahu (84) dostaneme

$$1/Q = 2\xi = 2\sqrt{C_4/C_3}.$$

Řešením těchto dvou rovnic o dvou neznámých dostaneme:

$$C_3 = 2Q/(R\omega_0) \quad (87),$$

$$C_4 = 1/(2QR\omega_0) \quad (88),$$

což jsou návrhové vztahy pro předpokládané poměry,

b) Platí $G_1 = G_2 = G = 1/R$, $C_3 = C_4 = C$.

Volíme $1/R$ a podle požadovaných hodnot ω_0 a Q dopočítáme C a K .

Ze vztahu (83) platí pro uvedenou volbu $\omega_0 = 1/(RC)$, ze vztahu (84) dostaneme $1/Q = 3 - K$. Snadno nyní určíme:

$$C = 1/(R\omega_0) \quad (89),$$

$$K = 3 - 1/Q \quad (90).$$

Poté se volí R_a a dopočítá

$$R_b = (K - 1)R_a = (2 - 1/Q)R_a \quad (91),$$

c) Výhodné je zvolit $K = 2$ (tedy $R_a = R_b$) a $C_3 = C_4 = C$.

Hodnotu C zvolíme, dopočítáme G_1 a G_2 tak, abychom dostali požadované hodnoty Q a ω_0 .

Ze vztahu (83) dostaneme $\omega_0^2 =$

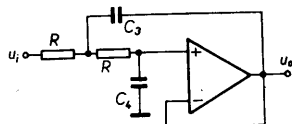
$$1/(R_1 R_2 C^2), \text{ ze vztahu (84) } 1/Q =$$

$$= \sqrt{G_1/G_2} = \sqrt{R_2/R_1}. \text{ Řešením dvou rovnic o dvou neznámých jsou vztahy } \quad (92),$$

$$R_1 = Q/(\omega_0 C) \quad (92),$$

$$R_2 = 1/(\omega_0 C Q) \quad (93).$$

ÚKOL 48: Butterworthova dolní propust 2. řádu – obr. 48



Obr. 48. Butterworthova dolní propust 2. řádu

a) Navrhněte C_3 a C_4 tak, aby dolní propust měla stále klesající modul přenosu (maximálně plochý modul).

b) Určete pokles přenosu na frekvenci f_0 .

c) Určete R , C_3 a C_4 tak, aby $f_0 = 1$ kHz.

d) Určete R , C_3 a C_4 tak, aby $f_0 = 10$ kHz.

Požadavky určené v bodě a) platí pro Butterworthovu dolní propust. Srovnáním s úkolem 47 zjistíme, že jde o případ a) ($K = 1$, $R_a = \infty$, $R_b = 0$), kdy platí návrhové vztahy (87) a (88). Má-li být modul přenosu maximálně plochý, musí být maximum přenosu právě na frekvenci $\omega_m = 0$, aby již nikde nemohlo dojít k „převýšení“. Ze vztahu (85) zjistíme, že musí platit $1 - 2\xi_B^2 = 0$, tedy $\xi_B = 1/\sqrt{2}$. Tomu odpovídá činitel jakosti $Q_B =$

$= 1/(2\xi_B) = 1/\sqrt{2}$. Ze vztahu (87) nyní určíme

$$C_3 = \sqrt{2}/(R\omega_0) = 1,414/(2\pi f_0 R);$$

ze vztahu (88)

$$C_4 = 1/(\sqrt{2} R\omega_0) = 0,7071/(2\pi f_0 R).$$

Poměr kapacit je $C_3/C_4 = 2$.

Absolutní hodnota přenosu na frekvenci

$$\omega_0 \text{ je } |A_{DP}(\omega_0)| = 1/(2\xi_B) = 1/\sqrt{2};$$

pokles přenosu je právě 3 dB.

Zvolme $R = 10$ k Ω . Pro $f_0 = 1$ kHz teď snadno určíme

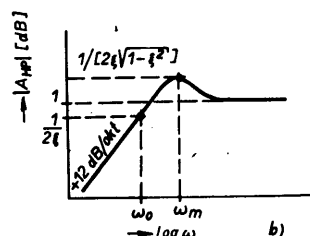
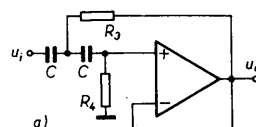
$$C_3 = 1,414/(6,28 \cdot 10^3 \cdot 10^4) = 2,25 \cdot 10^{-8} = 22,5 \text{ nF},$$

$$C_4 = C_3/2 = 11,25 \text{ nF}.$$

Z návrhových vztahů plyne, že pro $f_0 = 10$ kHz stačí pouze desetkrát zmenšit kapacitu kondenzátorů, ponecháme-li $R = 10$ k Ω .

Dostaneme poté $C_3 = 2,25$ nF a $C_4 = 1,125$ nF.

ÚKOL 49: Horní propust 2. řádu – obr. 49



Obr. 49.a) Horní propust 2. řádu, b) přenos horní propusti

a) Dokažte, že se jedná o horní propust.

b) Navrhněte R_3 a R_4 tak, aby se jednalo o Butterworthovu horní propust.

c) Určete C , R_3 , R_4 tak, aby $f_0 = 1$ kHz.

Využijeme obecného vztahu (80) pro přenos z úkolu 47. Ze srovnání plyne, že $K = 1$, $Y_1 = Y_2 = j\omega C = pC$, $Y_3 = 1/R_3$ a $Y_4 = 1/R_4$. Po dosazení do vztahu (80) a úpravách dostáváme

$$A = \frac{p^2}{p^2 + p \cdot 2/(CR_4) + 1/(R_3 R_4 C^2)} \quad (94).$$

Obecný normovaný tvar přenosu pro horní propust je

$$A_{HP} = p^2/(p^2 + p\omega_0 2\xi + \omega_0^2) \quad (95).$$

Pro $p = 0$ je $A_{HP}(0) = 0$, pro $p = j\omega_0$ je $A_{HP}(\omega_0) = 1/(2\xi)$ a pro $p = \infty$ je $A_{HP} = 1$. Srovnáním vztahu (94) a (95) zjistíme, že pro obvod na obr. 49a platí ($1/Q = 2\xi$)

$$\omega_0^2 = 1/(R_3 R_4 C^2) \quad (96),$$

$$2\xi\omega_0 = 2/(CR_4).$$

Dosazením za ω_0 a úpravou dostaneme

$$1/Q = 2\xi = 2\sqrt{R_3/R_4} \quad (97).$$

Z rovnic (96) a (97) lze určit návrhové vztahy pro požadované Q a ω_0 ; C zvolíme.

$$\text{Dostaneme} \quad (98).$$

$$R_3 = 1/(2QC\omega_0) \quad (98),$$

$$R_4 = 2Q/(C\omega_0) \quad (99).$$

Postupem obdobným postupu v úkolu 47 lze vyšetřit maximum přenosu podle vztahu (95). Pro absolutní hodnotu přenosu obdržíme vztah ($p = j\omega$):

$$|A_{HP}| = 1/\sqrt{(1 - \omega_0^2/\omega^2)^2 + 4\xi^2\omega_0^2/\omega^2} \quad (100).$$

Nyní lze zjistit, na které kruhové frekvenci ω_m je přenos maximální. Musíme derivovat jmenovatel a určit, pro které $\omega = \omega_m$ nabývá derivace nulové hodnoty. Dospějeme k výsledku, že přenos je maximální na frekvenci $\omega_m = \omega_0/\sqrt{1 - 2\xi^2}$ (101).

Dosadíme-li za ω_m do vztahu (100), určíme i velikost maximálního přenosu

$$|A_{HP}(\omega_m)| = 1/\sqrt{2\xi\sqrt{1 - \xi^2}} \quad (102).$$

Situace je patrná z obr. 49b. Pro $\omega \ll \omega_0$, lze ze vztahu (98) určit, že pro každé zdvojení frekvence (oktáva) vzroste přenos čtyřikrát – to je strmost nárůstu + 12 dB/okt.

Má-li se jednat o Butterworthovu horní propustnost, musí být maximum přenosu v nekonečnu, tedy $\omega_m \rightarrow \infty$. Ze vztahu (101) potom musí platit

$$1 - 2\xi_B^2 = 0.$$

Nyní už snadno určíme, že musí být splněna podmínka

$$1/Q_B = 2\xi_B = \sqrt{2}.$$

Návrhové vztahy nabudou za této situace podoby:

$$R_3 = 0,7071/(\omega_0 C),$$

$$R_4 = 1,414/(\omega_0 C).$$

$$\text{Platí } R_4/R_3 = 2.$$

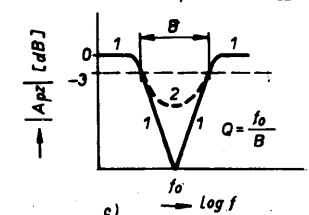
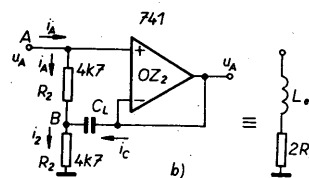
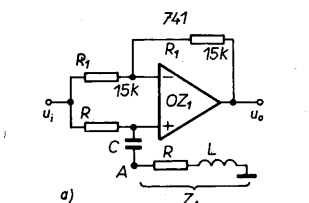
Zvolme nyní $C = 10$ nF. Pro $f_0 = 1$ kHz je

$$\omega_0 = 2\pi \cdot 10^3 \text{ a proto dostaneme}$$

$$R_3 = 0,7071/(2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^{-8}) = 11,25 \text{ k}\Omega,$$

$$R_4 = 2R_3 = 22,5 \text{ k}\Omega.$$

ÚKOL 50: Pásmová zadrž – obr. 50



Obr. 50.a) Pásmová zadrž, b) syntetická indukčnost se sériovým odporem, c) přenos pásmové zadrž; čára 1 – U_1 vyhovuje vztahu (110), čára 2 – nevyhovuje vztahu (110)

a) Dokažte, že se obvod na obr. 50a chová jako pásmová zadrž na frekvenci $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

b) Určete činitele jakosti obvodu Q .

c) Dokažte, že impedanci Z_A lze nahradit zapojením na obr. 50b

d) Určete C_L a C tak, aby $f_0 = 1$ kHz a $Q = 10$.

e) Určete maximální povolené vstupní napětí pro správnou funkci obvodu.

Vstupní signál u_i je zesilován invertující cestou i neinvertující cestou. Zesílení neinvertující cesty je

$$A_{ne} = Z/(R + Z) \cdot (1 + R_1/R_1) = 2Z/(R + Z), \text{ kde } (p = j\omega)$$

$$Z = Z_A + 1/(pC),$$

$$Z_A = R + pL.$$

Zesílení invertující cesty je $A_{in} = -R_1/R_1 = -1$.

Pro celkové zesílení platí podle principu superpozice v lineární pracovní oblasti

$$A = A_{in} + A_{ne} = 2Z/(R + Z) - 1 = (Z - R)/(Z + R).$$

Dosadíme-li za Z a Z_A , dostaneme po úpravách

$$A = [p^2 + 1/(LC)]/[p^2 + p2R/L + 1/(LC)] \quad (103).$$

Formální popis všech pásmových zádrží je definován vztahem

$$A_{PZ} = (p^2 + \omega_0^2)/(p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2).$$

Pro $p = 0$ je $A_{PZ}(0) = 1$, pro $p = \infty$ je $A_{PZ}(\infty) = 1$, pro $p = j\omega_0$ je $A_{PZ}(\omega_0) = (-\omega_0^2 + \omega_0^2)/(2\xi j\omega_0^2) = 0$.

Srovnáním zjistíme, že platí

$$\omega_0 = 1/\sqrt{CL} \quad (104).$$

Po dalších úpravách zjistíme i to, že

$$1/Q = 2\xi = 2R/\sqrt{CL} \quad (105).$$

Z fyzikálního hlediska to znamená, že na rezonanční frekvenci sériového obvodu RLC jsou vstupy operačního zesilovače zapojeny do diagonály vyváženého můstku, na výstup neprochází žádný signál

Pro ideální operační zesilovač na obr. 50b musí platit, že i na výstupu je napětí u_A . Pro poměry uvedené na obrázku proto platí

$$i_A = (u_A - u_B)/R_2,$$

$$i_C = (u_A - u_B)pC_L,$$

$$i_2 = u_B/R_2,$$

$$i_A + i_C = i_2.$$

Z tohoto souboru vztahů lze určit, že vstupní impedance svorky A je popsána vztahem

$$Z_A = u_A/i_A = 2R_2 + j\omega R_2^2 C_L \quad (106).$$

Je zřejmé, že se jedná o ekvivalentní indukčnost $L_e = C_L R_2^2$ se sériově řazeným odporem $2R_2$. Má-li obvod na obr. 50a „spolupracovat“ s obvodem na obr. 50b, musí platit podmínka $R = 2R_2$, pro uvedené poměry tedy $R = 9k\Omega$.

Potom ze vztahu (104) dostaneme

$$\omega_0 = 1/\sqrt{C \cdot R_2^2 \cdot C_L} = 1/(R_2 \sqrt{C \cdot C_L}) \quad (104b),$$

ve vztahu (105)

$$1/Q = 2\xi = 2 \cdot 2R_2 \sqrt{C/(R_2^2 C_L)} = 4\sqrt{C/C_L} \quad (105b).$$

Ze vztahů (104b) a (105b) lze již určit přijatelné „návrhové“ vztahy pro pásmovou zádrž. Odpor R_2 volíme (potom $R = 2R_2$), dopočítáme C_L a C . Řešením dvou rovnic o dvou neznámých dostaneme

$$C_L = 4Q/(\omega_0 R_2) \quad (107),$$

$$C = 1/(4Q\omega_0 R_2) \quad (108),$$

nebo lze použít vztah

$$C = C_L/(4Q)^2 \quad (109).$$

Požadujeme-li $Q = 10$ a $f_0 = 1$ kHz, stačí určit ($R_2 = 4k\Omega$, $R = 9k\Omega$):

$$C_L = 4Q/(\omega_0 R_2) = 1,355 \mu F,$$

$$C = C_L/(4Q)^2 = 1,355 \mu F/(40)^2 = 846,6 pF.$$

Ze vztahu (106) určíme, že ekvivalentní indukčnost L_e je $L_e = C_L R_2^2 = 1,355 \cdot 10^{-6} \cdot (4,7 \cdot 10^3)^2 = 29,9$ H.

Podle vztahu (104) můžeme zkontrolovat $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) = 1/(2\pi\sqrt{2,534 \cdot 10^{-9}}) = 999,8$ Hz. Podle vztahu (105) $1/Q = 2,9,4 \cdot 10^3 \sqrt{846,6 \cdot 10^{-12}/29,932} = 0,0998$, odsud $Q = 10,002$.

Aby odvozené vztahy platily, nesmí žádný operační zesilovač limitovat na výstupu napětí, musí být stále v lineární pracovní oblasti. Situace pro samotný OZ₁ by byla celkem snadná. Zkoumat spíš musíme napětí

v bodě A – a to v „okolí“ rezonančního kmitočtu ω_0 . Platí zde

$$u_A = u_i(R + j\omega_0 L)/(2R + j\omega_0 L + 1/(j\omega_0 C)).$$

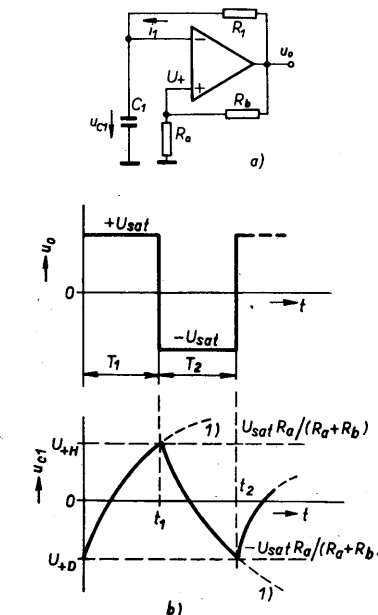
Je však zřejmé, že imaginární složka jmenovatele je na frekvenci ω_0 právě nulová a po jednoduché úpravě dostáváme $u_A(\omega_0) = u_i |0,5 + j/(CR\sqrt{C/L})| = u_i |0,5 + jQ|$.

Toto napětí je i na výstupu OZ₂. Proto absolutní hodnota u_A nesmí přesáhnout nikdy saturační napětí (mezni výstupní napětí) operačního zesilovače: $|u_A(\omega_0)| < U_{sat}$. Z této úvahy už snadno dostaneme podmínku, kterou musí splňovat amplituda vstupního napětí U_i :

$$U_i < U_{sat}/\sqrt{0,25 + Q^2} \approx U_{sat}/Q \quad (110)$$

pro $Q > 1$. Pro podmínky uvedené v příkladu bylo $Q = 10$. Je-li $U_{sat} = 12$ V (běžná hodnota při napájení 15 V), nesmí amplituda vstupního napětí překročit $U_i \approx 1,2$ V, aby odvozené vztahy platily. Situace je znázorněna na obr. 50c. Čára 1 vyznačuje správný stav, kdy U_i vyhovuje podmínce (110). Přerušovaná čára 2 znázorňuje chování obvodu při $U_i > U_{sat}/Q$. Zesilovač OZ₂ se již „nestačí chovat“ pro dané U_i jako indukčnost L_e , „nestačí“ mu výstupní napětí v okolí ω_0 .

ÚKOL 51: Generátor obdélníkového napětí – obr. 51



Obr. 51. a) Generátor obdélníkového napětí, b) průběhy napětí u_O a u_{C1} (1) – naznačen postup nabíjení C_1 bez uvažování změny stavu OZ

a) Dokažte, že $f_0 = 1/(2R_1 C_1 \ln 3)$, jsou-li saturační napětí na výstupu operačního zesilovače co do amplitudy stejná

$$(U_{sat} = -U_{sat} = U_{sat}) \text{ a } R_a = R_b.$$

b) Nakreslete průběh napětí $u_O(t)$ a $u_{C1}(t)$.

Operační zesilovač OZ₁ tvoří Schmittův klopný obvod (úkol 15, $U_{REF} = 0$). Horní rozhodovací úroveň $U_{+H} = U_{sat} R_a/(R_a + R_b)$. Napětí na kondenzátoru C_1 se mění mezi úrovněmi U_{+H} a U_{-D} – obr. 51b.

Předpokládejme, že v čase $t = 0$ je $u_{C1}(0)$ právě rovno hodnotě U_{+D} a napětí $u_O(0)$ právě „přešlo“ do stavu $+U_{sat}$ (proto i napětí na neinverující vstupu U_+ přešlo na hodnotu U_{+H}). Kondenzátor C_1 se nabíjí přes R_1 a v čase t_1 dosahuje úrovně U_{+H} . Proto se změni úroveň výstupu, $u_O = -U_{sat}$; napětí U_+

přejde na úroveň U_{+D} , kondenzátor C_1 se vybíjí (přes R_1 „do $-U_{sat}$ “) z hodnoty U_{+H} . V čase t_2 dosáhne $u_{C1}(t_2)$ hodnoty U_{-D} . Napětí u_O přejde do $+U_{sat}$, děj se cyklicky opakuje. Chceme-li určit intervaly T_1 a T_2 , musíme zjistit, za jakou dobu se nabije C_1 z U_{+D} na U_{+H} a za jakou dobu se vybije C_1 z U_{+H} na U_{+D} .

Nabíjení kondenzátoru v intervalu T_1 ($u_O > 0$) lze popsat rovnicí

$$u_{C1}(t) = K(1 - e^{-t/\tau}) + u_{C1}(0) \quad (111),$$

kde $\tau = R_1 C_1$ a $u_{C1}(0) = U_{+D}$ je výchozí napětí (počáteční) na kondenzátoru C_1 . Konstantu K určíme ze skutečnosti, že pro $t = \infty$ by se kondenzátor nabíil na $+U_{sat}$ (viz 1 – obr. 51 b). Proto $+U_{sat} = K + U_{+D}$ a odsud dostaneme $K = U_{sat} - U_{+D}$.

Nabíjení kondenzátoru lze v intervalu T_1 popsat rovnicí $u_{C1}(t) = (U_{sat} - U_{+D})(1 - e^{-t/\tau}) + U_{+D}$.

Z předchozího popisu víme, že $u_{C1}(t = T_1) = U_{+H}$, dosud $U_{+H} = (U_{sat} - U_{+D})(1 - e^{-T_1/\tau}) + U_{+D}$.

Základními úpravami zjistíme, že $T_1 = \tau \ln[(U_{sat} - U_{+D})/(U_{sat} - U_{+H})] = R_1 C_1 \ln(1 + 2R_a/R_b)$ (112).

„Vybíjení“ kondenzátoru v intervalu T_2 ($u_O < 0$) lze opět popisovat rovnicí (111), jiné budou pouze počáteční podmínky. V čase t_1 je $u_{C1}(t_1) = U_{+H}$, v čase $t = \infty$ je $u_{C1} = -U_{sat} = K + U_{+H}$, $K = -(U_{sat} + U_{+H})$.

Vybíjení kondenzátoru C_1 v intervalu T_2 je popsáno vztahem $u_{C1}(t) = -(U_{sat} + U_{+H})(1 - e^{-(t-t_1)/\tau}) + U_{+H}$.

Pro účel výpočtu T_2 se nic nezmění, posuneme-li časovou osu do okamžiku t_1 . Potom $t_1 = 0$ a rovnice se zjednoduší do tvaru $u_{C1}(t) = -(U_{sat} + U_{+H})(1 - e^{-t/\tau}) + U_{+H}$. V čase $t = t_2$ platí podle předchozích úvah $u_{C1}(T_2) = U_{+D}$.

Odsud dostaneme

$$U_{+D} = -(U_{sat} + U_{+H})(1 - e^{-T_2/\tau}) + U_{+H}.$$

Po úpravě dospějeme ke vztahu

$$T_2 = \tau \ln[(U_{sat} + U_{+H})/(U_{sat} + U_{+D})] = R_1 C_1 \ln(1 + 2R_a/R_b) \quad (113).$$

Obě půlperiody jsou shodné. Pro celou periodu platí

$$T = T_1 + T_2 = 2R_1 C_1 \ln(1 + 2R_a/R_b) \quad (114)$$

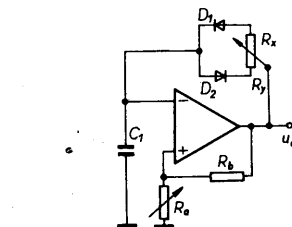
a pro frekvenci kmitů platí

$$f = 1/T = 1/(2R_1 C_1 \ln(1 + 2R_a/R_b)) \quad (115),$$

pro $R_a = R_b$ proto dostáváme vztah

$$f = 1/(2R_1 C_1 \ln 3) \quad (115a).$$

ÚKOL 52: Generátor obdélníkového napětí s nastavitelnou střídou – obr. 52



Obr. 52. Generátor obdélníkového napětí s nastavitelnou střídou

Dokažte, že $u_O > 0$ po dobu $T_1 = R_x C_1 \ln(1 + 2R_a/R_b)$ a $u_O < 0$ po dobu $T_2 = R_y C_1 \ln(1 + 2R_a/R_b)$.

Plně lze využít řešení z úkolu 51. Pro $u_O > 0$ je sepnuta dioda D_1 a zanedbáme-li

jeji úbytek napětí, musí platit vztah (112) s tím, že $R_1 = R_x$. Proto je napětí u_o kladné po dobu

$$T_1 = R_x C_1 \ln(1 + 2R_a/R_b) \quad (116).$$

Pro $u_o < 0$ je sepnuta dioda D_2 , platí $R_1 = R_y$ a tudíž $T_2 = R_y C_1 \ln(1 + 2R_a/R_b)$ (117).

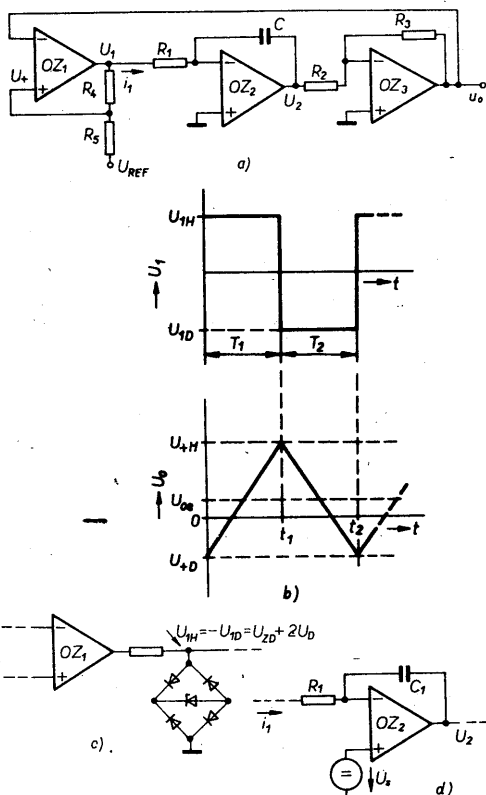
Platí-li $R_x + R_y = R$, lze pro celou periodu T psát

$$T = T_1 + T_2 = RC_1 \ln(1 + 2R_a/R_b) \quad (118)$$

$$T_1/T_2 = R_x/R_y \quad (119)$$

Ze vztahu (118) je zřejmé, že změnou odporu rezistoru R_a lze měnit periodu T (a tedy i frekvenci f), aniž se mění střída T_1/T_2 . Změnou poměru R_x/R_y lze měnit střidu, aniž se mění celková perioda T .

ÚKOL 53: Precizní generátor trojúhelníkového napětí – obr. 53



Obr. 53. a) Precizní generátor trojúhelníkového napětí, b) průběhy napětí, c) zajištění shody $U_{1H} = -U_{1D}$ d) připojení symetrizačního napětí U_s

Nechť je maximální výstupní napětí operačního zesilovače OZ_1 rovno U_{1H} a minimální napětí U_{1D} .

a) Dokažte, že výstupní napětí u_o má trojúhelníkový průběh a má rozkmit $\Delta U_o = (U_{1H} - U_{1D}) \cdot R_5 / (R_5 + R_4)$.

b) Dokažte, že perioda impulsů je určena vztahem

$$T = R_1 C_1 \cdot (R_2/R_3) \cdot \Delta U_o (1/U_{1H} - 1/U_{1D}).$$

c) Pro $U_{REF} = 0$, $U_{1H} = 10V$, $U_{1D} = -10V$, $R_4 = R_5$, $R_2 = R_3$, $R_1 = 10k\Omega$ a $C_1 = 5nF$ určete $f = 1/T$.

d) Jaký vliv má změna napětí U_{REF} na výstupní napětí U_o ?

Operační zesilovač OZ_1 tvoří Schmittův klopný obvod (úkol 15). Operační zesilovač OZ_2 je integrátor, pro který platí $U_2 = -(U_1/$

$R_1) \cdot t / C_1$. Operační zesilovač OZ_3 je zapojen jako invertující zesilovač. Pro jeho výstupní napětí platí

$$u_o(t) = -(R_3/R_2) \cdot U_2 = \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{U_1}{R_1} \cdot \frac{t}{C_1}$$

Operační zesilovače OZ_2 a OZ_3 se chovají celkově jako neinvertující integrátor. Je-li $U_1 = \text{konst.} > 0$, napětí u_o v čase lineárně vzrůstá. Pro $U_1 < 0$ lineárně klesá.

Horní rozhodovací úroveň komparátoru U_{+H} lze určit z principu superpozice. Při $U_1 = U_{1H}$ platí:

$$U_{+H} = U_{REF} \cdot R_4 / (R_4 + R_5) + U_{1H} \cdot R_5 / (R_4 + R_5).$$

Dolní rozhodovací úroveň lze stanovit stejným postupem při $U_1 = U_{1D}$:

$$U_{+D} = U_{REF} \cdot R_4 / (R_4 + R_5) + U_{1D} \cdot R_5 / (R_4 + R_5).$$

Napětí U_o na výstupu se bude měnit v rozmezí úrovní U_{+H} až U_{+D} , viz obr. 53b. Snadno určíme, že rozkmit napětí je

$$\Delta U_o = U_{+H} - U_{+D} = (U_{1H} - U_{1D}) \cdot R_5 / (R_4 + R_5) \quad (120).$$

Předpokládejme, že v čase $t = 0$ je U_o právě rovno U_{+D} , napětí U_1 přechází na úroveň $U_{1H} > 0$, U_+ přechází na úroveň U_{+H} . Napětí $u_o(t)$ začíná narůstat podle vztahu ($i_1 = U_{1H}/R_1$)

$$u_o(t) = U_{+D} + \frac{R_3 U_{1H} \cdot t}{R_2 R_1 C_1}$$

V okamžiku $t = T_1$ platí $u_o(T_1) = U_{+H}$, stav komparátoru se mění. Napětí U_1 přechází na úroveň $U_{1D} < 0$; napětí U_+ přechází na úroveň U_{+D} . Výstupní napětí $u_o(t)$ začíná klesat z hodnoty U_{+H} podle vztahu ($i_1 = U_{1D}/R_1$)

$$u_o(t) = U_{+H} + \frac{R_3 U_{1D} \cdot t}{R_2 R_1 C_1}$$

V okamžiku, kdy $t = T_2$, platí $u_o(T_2) = U_{+D}$ – napětí U_1 přechází do stavu U_{1H} , děje se cyklicky opakuje.

Z podmínek uvedených v textu musí platit

$$U_{+H} = U_{+D} + \frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{R_3}{R_2} U_{1H} \cdot T_1,$$

$$U_{+D} = U_{+H} + \frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{R_3}{R_2} U_{1D} \cdot T_2,$$

Nyní již není obtížné určit, že

$$T_1 = (U_{+H} - U_{+D}) \cdot (R_1 C_1) \cdot (R_2/R_3) / U_{1H} \quad (121),$$

$$T_2 = (U_{+D} - U_{+H}) \cdot (R_1 C_1) \cdot (R_2/R_3) / U_{1D} \quad (122).$$

Celková perioda kmitů proto je

$$T = T_1 + T_2 = \frac{R_1 C_1 \cdot (R_2/R_3) \Delta U_o (1/U_{1H} - 1/U_{1D})}{1} \quad (123).$$

Po dosazení za ΔU_o ze vztahu (120) dostaneme

$$T = R_1 C_1 \cdot (R_2/R_3) \cdot (2 - U_{1H}/U_{1D} - U_{1D}/U_{1H}) \cdot R_5 / (R_4 + R_5) \quad (123a).$$

Pro $R_4 = R_5$, $R_2 = R_3$, $R_1 = 10k\Omega$, $C_1 = 5nF$, $U_{1H} = -U_{1D} = 10V$ dostaneme ze vztahu (123a) $T = 2R_1 C_1 = 2 \cdot 10^4 \cdot 5 \cdot 10^{-9} = 10^{-4} s$. Tomu odpovídá frekvence $f = 1/T = 10kHz$.

Vliv změny napětí U_{REF} je zřejmý z obr. 53b. Perioda T se nemění, mění se pouze úroveň U_{+H} a U_{+D} , mezi kterými je „posazen“ pilové napětí. Střední hodnota napětí pilovitého průběhu U_{os} je určena vztahem

$$U_{os} = (U_{+H} + U_{+D})/2 = U_{REF} R_4 / (R_4 + R_5) + [(U_{1H} + U_{1D})/2] \cdot R_5 / (R_4 + R_5) \quad (124).$$

Pro poměry zvolené v příkladu dostaneme $U_{os} = U_{REF}/2$.

Podmínka $U_{1H} = -U_{1D}$ bude nejspíš splněna při symetrickém napájecím napětí. Odvození vztahů je zcela obecné a je zřejmé, že tato speciální podmínka nemusí být vždy dodržena. V zásadě je nutno dodržovat, že U_{1H} je kladné a U_{1D} je záporné, aby se napětí na výstupu integrátoru zvětšovalo a zmenšovalo podle předpokladů.

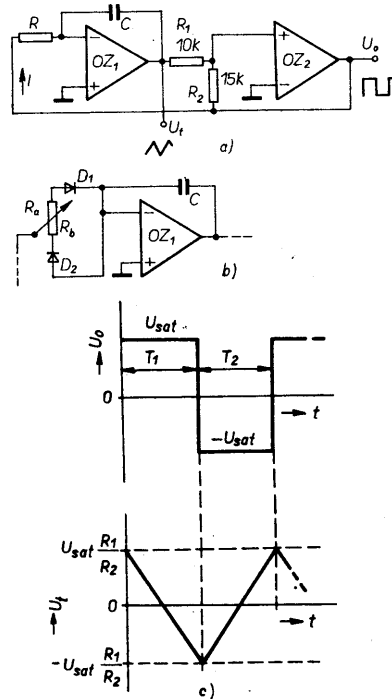
Pouze při $U_{1H} = -U_{1D}$ bude ovšem platit $T_1 = T_2$ – viz vztahy (121), (122). Pro $U_{1H} \neq -U_{1D}$ nebude trojúhelník rovnostranný. Shodu $U_{1H} = -U_{1D}$ lze v případě potřeby vyřešit např. zapojením podle obr. 53c. Jinou možností je zavedení symetrizačního napětí U_s do integrátoru podle obr. 53d. Stačí si pouze uvědomit, že nyní je $i_1 = (U_{1H} - U_s)/R_1$ nebo $i_1 = (U_{1D} - U_s)/R_1$. Vztahy pro U_{+H} a U_{+D} se nemění, protože se nezměnilo ani U_{1H} a U_{1D} . Vztahy (121) a (122) tak přejdou ve vztahy

$$T_1 = (U_{+H} - U_{+D}) \cdot R_1 C_1 \cdot (R_2/R_3) \cdot [1/(U_{1H} - U_s)],$$

$$T_2 = (U_{+D} - U_{+H}) \cdot R_1 C_1 \cdot (R_2/R_3) \cdot [1/(U_{1D} - U_s)].$$

Pro $T_1 = T_2$ potom musí platit $U_{1H} - U_s = -(U_{1D} - U_s)$, tedy $U_s = (U_{1H} + U_{1D})/2$.

ÚKOL 54: Jednoduchý generátor trojúhelníkového napětí – obr. 54



Obr. 54. a) Jednoduchý generátor trojúhelníkového napětí, b) změna stříd, c) časové průběhy napětí U_o , U_1

Nechť je maximální hodnota výstupního napětí OZ_2 $U_{oH} > 0$ a minimální hodnota $U_{oD} < 0$. a) Dokažte, že napětí U_1 má trojúhelníkový průběh a rozkmit $\Delta U_1 = 2U_{sat} R_1/R_2$.

b) Dokažte, že perioda kmitů při $U_{oH} = -U_{oD}$ je $T = 4RCR_1/R_2$.

c) Dokažte, že pro zapojení na obr. 54b platí $T_1 = 2R_a C R_1/R_2$ a $T_2 = 2R_b C R_1/R_2$.

Operační zesilovač OZ_1 tvoří integrátor, jehož výstupní napětí U_1 se mění podle hodnoty napětí U_o . Operační zesilovač OZ_2 tvoří komparátor (neinvertující) napětí U_+ . Je-li $U_+ > 0$, je $U_o = U_{oH} > 0$, je-li $U_+ < 0$, je $U_o = U_{oD} < 0$.

Podle principu superpozice platí

$U_+ = U_i R_2 / (R_1 + R_2) + U_o R_1 / (R_1 + R_2)$. Předpokládáme, že $U_o = U_{oH}$, potom pro $U_+ = 0$ dostaneme minimální hodnotu U_{tmin} , při které se změní stav OZ₂:

$$U_{tmin} = -U_{oH} R_1 / R_2.$$

Předpokládáme, že $U_o = U_{oD} < 0$, potom pro $U_+ = 0$ dostaneme maximální hodnotu U_{tmax} , při které se změní stav OZ₂:

$$U_{tmax} = -U_{oD} R_1 / R_2.$$

Platí-li $U_{oH} = -U_{oD} = U_{sat}$, dostaneme

$$U_{tmax} = -U_{tmin} = U_{sat} R_1 / R_2.$$

Rozkmit napětí U_i je

$$\Delta U_i = U_{tmax} - U_{tmin} = 2U_{sat} R_1 / R_2 \quad (125).$$

Časové průběhy napětí jsou znázorněny na obr. 54c.

V časovém intervalu T_1 je kondenzátor C nabíjen přes rezistor R z napětí $+U_{sat}$, platí $I = U_{sat} / R$; výchozí napětí $U_i(0) = U_{sat} R_1 / R_2$. Proto platí

$$U_i(t) = U_{sat} R_1 / R_2 - U_{sat} t / (RC).$$

V čase $t = T_1$ právě platí $U_i(T_1) = -U_{sat} R_1 / R_2$, OZ₂ mění svůj stav, $U_o = -U_{sat}$. Proud I bude $I = -U_{sat} / R$; výchozí napětí $U_i = -U_{sat} R_1 / R_2$.

V časovém intervalu T_2 proto platí

$$U_i(t) = -U_{sat} R_1 / R_2 + U_{sat} t / (RC).$$

V čase $T = T_2$ platí právě $U_i(T_2) = +U_{sat} R_1 / R_2$, výstup OZ₂ přechází do stavu $+U_{sat}$, děj se cyklicky opakuje. Z podmínek uvedených v textu je zřejmé, že

$$U_{sat} R_1 / R_2 - U_{sat} T_1 / (RC) = -U_{sat} R_1 / R_2,$$

$$-U_{sat} R_1 / R_2 + U_{sat} T_2 / (RC) = +U_{sat} R_1 / R_2.$$

Snadno zjistíme, že

$$T_1 = T_2 = 2RCR_1 / R_2 \quad (126).$$

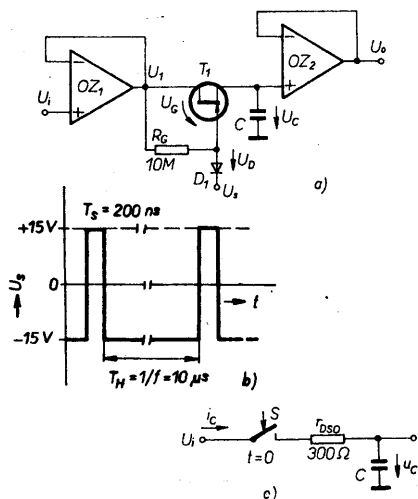
Celková perioda

$$T = T_1 + T_2 = 4RCR_1 / R_2 \quad (127).$$

Důležitou podmínkou správné činnosti tohoto jednoduchého obvodu je $R_1 < R_2$. Pouze tak je zaručeno, že mezních výstupních napětí OZ₁ (U_{tmin} , U_{tmax}) je dosaženo dříve, než je OZ₁ v saturaci (U_{sat} , $-U_{sat}$) a může tak vždy dojít k překlopení OZ₂ (kde je na výstupu také k „dispozici“ jen napětí $+U_{sat}$, $-U_{sat}$).

Situaci na obr. 54b lze snadno popsat z následující úvahy. V intervalu T_1 je $U_o = +U_{sat}$ a je sepnuta dioda D_1 , proto stačí ve vztahu (126) udělat záměnu $R \rightarrow R_a$ a $T_1 = 2R_a C R_1 / R_2$. V intervalu T_2 je sepnuta dioda D_2 ($U_o < 0$) a stačí udělat záměnu $R \rightarrow R_b$. Pro každou polaritu výstupního napětí U_o „platí jiná hodnota odporu R“: $T_2 = 2R_b C R_1 / R_2$. Celková perioda je $T = T_1 + T_2 = 2(R_a + R_b) C R_1 / R_2$.

ÚKOL 55: Vzorkovací zesilovač – obr. 55



Obr. 55. a) Vzorkovací zesilovač a řídicí napětí U_s (b); model spínače $H(c)$

Tranzistor JFE má v sepnutém stavu odpor $r_{DSO} = 300 \Omega$, prahové napětí $U_p = 3 \text{ V}$, svodový proud $I_{DSO} < 500 \text{ pA}$. Operační zesilovač má vstupní proud $I_B < 500 \text{ pA}$, napájecí napětí $\pm 15 \text{ V}$. Frekvence vzorkování je 100 kHz , doba vzorkování je 200 ns .

a) Najděte kapacitu kondenzátoru C, při které dosáhne napětí U_C za dobu vzorkování T_s hodnoty $0,98 U_i$ a toto napětí v době „pamatování“ T_H neklesne o více než $0,1 \text{ mV}$.

b) Jaký význam mají prvky R_G , D_1 , OZ₁ a OZ₂?

V době T_s (vzorkování) je napětí $U_S = +15 \text{ V}$, dioda D_1 je při jakémkoliv napětí na výstupu OZ₁ (v rozsahu $\pm 15 \text{ V}$) rozpojena. Rezistor R_G zajišťuje v tomto případě úplné sepnutí T_1 , $r_{DSO} < 300 \Omega$. V době T_H je $U_S = -15 \text{ V}$, dioda D_1 je sepnuta a tranzistor T_1 je spolehlivě rozpojen, je-li $U_G > U_p = 3 \text{ V}$. Vzhledem k tomu, že $U_i = U_G + U_D - 15 \text{ V}$, lze určit, že $U_G = U_i - U_D + 15 > 3 \text{ V}$ a odsud $U_i > 3 - 15 + U_D = 3,6 - 15 = -11,4 \text{ V}$.

Pro napětí $U_i > -11,4 \text{ V}$ (při $U_S = -15 \text{ V}$) je tranzistor T_1 rozpojen. Operační zesilovače jsou zapojeny jako sledovače. OZ₁ zajišťuje zanedbatelný výstupní odpor pro nabíjení C, nerozhoduje výstupní odpor zdroje signálu u_i . OZ₂ zajišťuje velký vstupní odpor a tím velmi malý vybíjecí proud C v režimu „pamatování“ (interval T_H).

Poměry v obvodu jsou zjednodušené modelovány na obr. 55c, odpor 300Ω je odporem sepnutého kanálu tranzistoru T_1 ; kontakt spínače S představuje již pouze ideální spínač, který sepne v čase $t = 0$. Zajímá nás průběh napětí $u_C(t)$ na kondenzátoru C. Po sepnutí spínače platí

$$U_i = r_{DSO} \cdot I_C + U_C(t),$$

současné

$$I_C = C \cdot du_C / dt.$$

Řešením diferenciální rovnice dospějeme k běžně uváděnému vztahu

$$u_C(t) = U_i [1 - \exp(-t/\tau)] \quad (128).$$

kde $\tau = r_{DSO} \cdot C$ je časová konstanta při nabíjení C.

Zajímá nás doba T_{98} , za kterou dosáhne $u_C(t)$ hodnoty $0,98 U_i$. Platí proto $u_C(t) / U_i = 1 - \exp(-T_{98}/\tau) = 0,98$.

Snadno určíme, že $\exp(-T_{98}/\tau) = 1 - 0,98 = 0,02$ a odsud $T_{98} = \tau \cdot \ln 50 = 3,912 r_{DSO} \cdot C$.

Protože k dispozici je pouze doba $T_S = 200 \text{ ns}$, musí platit $T_S > T_{98} = 3,912 r_{DSO} \cdot C$, aby se kondenzátor nabil alespoň na 98 % hodnoty U_i . Odsud

$$C < T_S / (3,912 r_{DSO}) = 2 \cdot 10^{-7} / (3,912 \cdot 300) = 170 \text{ pF}.$$

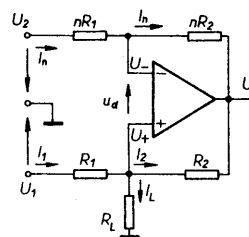
V době „pamatování“ T_H budeme uvažovat nejhorší případ, kdy kondenzátor C je vybíjen proudem I_{DSO} i vstupním proudem $I_B = 500 \text{ pA}$ operačního zesilovače, tedy celkovým vybíjecím proudem $I_V = 1 \text{ nA}$. Pro změnu náboje kondenzátoru platí v tomto triviálním případě $\Delta Q = I_V \cdot T_H = \Delta U_C \cdot C$. Musí proto platit

$C > I_V \cdot T_H / \Delta U_C$, kde ΔU_C je požadovaný (zaručený) pokles napětí v době T_H . Při dosazení dostáváme $C > 10^{-9} \cdot 10^{-5} / 10^{-4} = 100 \text{ pF}$.

Je tedy zřejmé, že pro dané požadavky musí platit $100 \text{ pF} < C < 170 \text{ pF}$. Zvolíme střední kapacitu asi 130 pF . Rovněž je zřejmé, že za určitých okolností by nešlo oba požadavky splnit. Bude-li například vybíjecí

proud $I_V = 2 \text{ nA}$, dospějeme k podmínce $C > 2 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{-5} / 10^{-4} = 200 \text{ pF}$. Buď se spokojíme s větším zmenšením ΔU_C a dodržíme $T_S > T_{98}$ ($C < 170 \text{ pF}$) nebo zvětšíme C nad 200 pF a bude platit $T_S < T_{98}$, chyby vzorkování budou však větší než 2 %. Nebo musíme zvolit tranzistor T_1 s menším odporem r_{DSO} a dobu T_{98} zkrátíme i při zvětšení C. Nebo musíme zajistit OZ₂ i T_1 s menšími proudovými „odběry“ ve stavu „pamatování“. To už souvisí s konkrétním technickým řešením problému.

ÚKOL 56: Zdroj proudu s uzemněnou zátěží (Howlandův, obr. 56)



Obr. 56. Howlandův zdroj proudu

a) Dokažte, že výstupní proud je definován vztahem $I_L = (U_1 - U_2) / R_1$.

b) Nechť $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 250 \Omega$, $U_2 = 0 \text{ V}$, výstupní napětí operačního zesilovače může být v rozmezí $\pm 10 \text{ V}$. Jaký může být rozsah napětí na zátěži R_L , aby nebyl překročen rozsah výstupních napětí operačního zesilovače.

c) Je-li napětí U_1 měnitelné v rozsahu $\pm 10 \text{ V}$, určete rozsah I_L pro stejné poměry jako v bodu b).

Pro ideální zesilovač platí $U_+ = U_-$ ($U_d = 0$), přičemž napětí U_+ je současně napětím na zátěži R_L . Zřejmě platí:

$$U_+ = R_L I_L,$$

$$I_L = I_1 - I_2,$$

$$I_1 = (U_1 - U_+) / R_1,$$

$$I_2 = (U_+ - U_o) / R_2,$$

$$I_n = (U_2 - U_o) / (nR_1 + nR_2).$$

Je-li $U_d = 0$, dostaneme pro „vstupní smyčku“ $U_2 = nR_1 I_n - I_1 R_1 + U_1$.

Pro ideální OZ musí rovněž platit

$$nR_2 I_n = R_2 I_2,$$

napětí na rezistorech nR_2 a R_2 musí být stejná. Platí tedy $nI_n = I_2$ a lze určit, že

$$U_1 - U_2 = R_1 (I_1 - I_2) = R_1 I_L$$

a proto i

$$I_L = (U_1 - U_2) / R_1 \quad (129).$$

Výstupní proud I_L není závislý na velikosti R_L , jde o zdroj proudu.

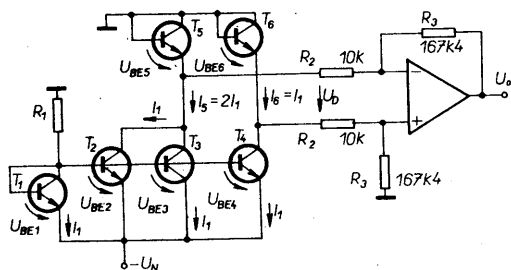
Výstupní napětí U_o lze určit ze skutečnosti, že musí platit $U_o = U_+ - R_2 I_2 = U_+ - R_2 (I_1 - I_L)$. Po dosazení za I_1 a za I_L dostaneme po úpravách

$$U_o = U_+ (1 + R_2 / R_1) - U_2 R_2 / R_1 \quad (130).$$

Tento vztah jsme mohli získat i přímo použitím principu superpozice „na napětí U_+ a U_2 “.

Pro $R_1 = 1000 \Omega$ a $R_2 = 250 \Omega$ je $R_2 / R_1 = 1/4$. Při $U_2 = 0$ je $U_o = U_+ \cdot 5/4$. Je-li tedy možné využít U_o v rozmezí -10 V až $+10 \text{ V}$, může být $U_+ = U_o \cdot 4/5$ v rozmezí -8 V až $+8 \text{ V}$. Je-li U_1 v rozmezí -10 V až $+10 \text{ V}$, je za uvedených podmínek $I_L = U_1 / R_1$ v rozmezí -10 mA až $+10 \text{ mA}$.

Úkol 57: Lineární převodník teploty na napětí – obr. 57



Obr. 57. Lineární převodník teploty na napětí

Dokažte, že pro výstupní napětí U_o platí vztah

$U_o = \left[\frac{R_3}{R_2} \cdot \left(\frac{k}{q} \right) \ln 2 \right] T = (1 \text{ mV}^\circ\text{C}) \cdot T$,
T je teplota přechodu ve stupních K (Kelvina). Předpokládejte, že všechny tranzistory mají shodné vlastnosti a vliv proudů „do rezistorů“ R_2 je zanedbatelný.

Proud tranzistorem T_1 určuje odpor R_1 : $I_1 = (U_N - U_{BE1})/R_1$. Protože na bázích identických tranzistorů T_2 , T_3 , T_4 je vždy napětí U_{BE1} , protékají jejich kolektory stejné proudy I_1 . Při daném uspořádání to znamená, že proud I_5 tranzistorem T_5 je $2I_1$, kdežto proud I_6 tranzistorem T_6 je pouze I_1 . Proto musí pro tranzistor T_5 platit (viz úkol 12)

$$I_5 = 2I_1 = I_0 \exp(U_{BE5}/U_T),$$

kde $U_T = kT/q$.

Pro tranzistor T_6 bude platit

$$I_6 = I_1 = I_0 \exp(U_{BE6}/U_T).$$

Po logaritmování a úpravách dostaneme

$$U_{BE5} = U_T \ln(2I_1/I_0),$$

$$U_{BE6} = U_T \ln(I_1/I_0).$$

Pro napětí U_D platí $U_D = U_{BE6} - U_{BE5}$. Toto napětí je zesíleno diferenčním zesilovačem v poměru odporů R_3/R_2 , platí $U_o = -U_D R_3/R_2 = (U_{BE5} - U_{BE6}) \cdot R_3/R_2$.

Dosadíme-li za U_{BE5} a U_{BE6} , dostaneme

$$U_o = \left(\frac{R_3}{R_2} \right) \cdot \left[\ln(2I_1/I_0) - \ln(I_1/I_0) \right] \cdot U_T = \left[\left(\frac{R_3}{R_2} \right) \cdot \left(\frac{k}{q} \right) \ln 2 \right] \cdot T \quad (130),$$

kde $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ je Boltzmannova konstanta,

$q = 1,602 \cdot 10^{-19}$ je náboj elektronu,

T je teplota ve $^\circ\text{K}$

Pro $R_3 = 167,4 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ dostaneme $U_o = (167,4/10) \cdot (1,38 \cdot 10^{-23}/1,602 \cdot 10^{-19}) \cdot \ln 2 \cdot T = (0,9995 \text{ mV}^\circ\text{C}) \cdot T$.

Je zřejmé, že výstupní napětí odpovídá teplotě přechodu tranzistorů T_5 a T_6 , o které se předpokládá, že je stejná. Uspořádání na obr. 57 by nejlépe vyhovoval integrovaný obvod, kde tranzistory T_1 a T_6 jsou na společné podložce.

Při podrobné analýze by bylo nutné uvažovat i odběr proudu do rezistorů R_2 . Za uvedených poměrů je však proud oběma rezistory prakticky stejný a proto udělané úvahy podstatně neovlivní.

ÚKOL 58: Dvoudrátový snímač (čidlo, obr. 58)

a) Dokažte, že výstupní napětí U_o na rezistoru R_L je popsáno vztahem

$$U_o = (I_0 + g_m U_i) R_L,$$

kde I_0 jsou klidové proudy struktury a transkonduktance g_m je dána vztahem

$$g_m = (R_1 + R_2 + R_3)/(R_1 R_3).$$

b) Určete význam trimru R_5 a ostatních prvků obvodu.

Dioda D_1 zabraňuje zničení obvodu při nežádoucím přepólování napájecího zdroje obvodu. Tranzistor T_3 tvoří zdroj proudu, který udržuje konstantní proud I_D stabilizační diodou D_3 . Na rezistoru R_5 je napětí $U_5 = U_Z + U_D - U_{BE2}$, teplotní závislost U_{BE} a U_D je jednoduchým způsobem částečně kompenzována. Umělý střed je vytvořen diodami D_3 a D_4 . Tím je zajištěno správné napájení zesilovače OZ₁, který je zapojen jako neinvertující zesilovač napětí čidla U_i . Zesilovač je proudově „posílen“ tranzistorem T_1 . Kondenzátor C_B zlepšuje frekvenční stabilitu systému – blokování napájecí. Platí $U_3 = U_i(1 + R_2/R_1)$.

Rezistorem R_3 proto protéká proud

$$I_3 = U_3/R_3 = U_i(R_1 + R_2)/(R_1 R_3).$$

Rezistorem R_1 protéká (pro ideální OZ₁) proud $I_1 = U_i/R_1$.

Nyní již lze snadno určit, že napájecí proud I je roven součtu všech proudů:

$$I = I_1 + I_3 + I_5 + I_D + I_{CC} = I_0 + U_i/R_1 + U_i(R_1 + R_2)/(R_1 R_3),$$

kde $I_0 = I_5 + I_D + I_{CC}$.

Úpravou dostaneme

$$I = I_0 + U_i(R_1 + R_2 + R_3)/(R_1 R_3) = I_0 + g_m U_i \quad (131)$$

kde transkonduktance g_m je dána vztahem $g_m = (R_1 + R_2 + R_3)/(R_1 R_3)$.

Je zřejmé, že napětí na snímacím odporu R_L je dáno vztahem

$$U_o = I R_L = (I_0 + g_m U_i) R_L \quad (132)$$

a jednoznačně odpovídá snímané veličině U_i .

Dvoudrátový snímač se obvykle navrhuje tak, že $I = I_{\min} = 4 \text{ mA}$ při $U_i = 0$ a $I = I_{\max} = 20 \text{ mA}$ při $U_i = U_{\max}$. Někdy se také volí hranice 10 a 50 mA. Je zřejmé, že I_{\min} lze nastavit snadno změnou proudu I_5 , tedy rezistorem R_5 . Proud I_{\max} při daném U_{\max} lze nastavit změnou R_1 nebo R_3 .

Zapojení na obr. 58 umožňuje „dálkové“ snímat napětí U_i pomocí minimálního počtu vodičů – tedy dvou. Změny napájecího proudu I odpovídají lineárně změnám napětí U_i a lze je snadno vyhodnotit na snímacím rezistoru R_L .

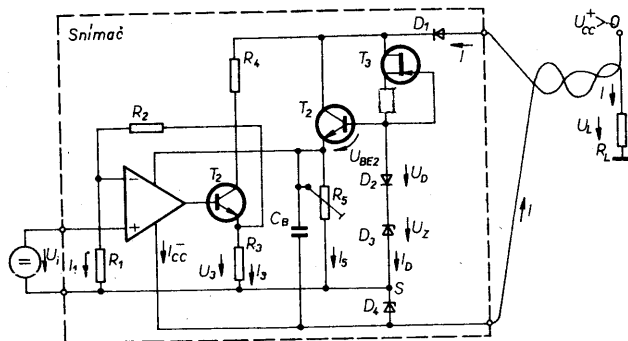
Úkol 59: Lineární převodník teploty na napětí – obr. 59

Dokažte, že výstupní napětí

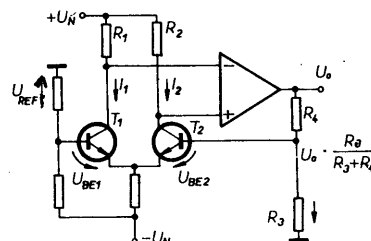
$$U_o = (1 + R_4/R_3) \cdot [U_{REF} + (kT/q) \ln(R_1/R_2)]$$

jsou-li tranzistory T_1 a T_2 identických vlastností.

Pro ideální operační zesilovač je diferenční napětí nulové a proto jsou na odporech R_1 a R_2 stejná napětí U_x . Proto platí (zaned-



Obr. 58. Dvoudrátový snímač (čidlo)



Obr. 59. Lineární převodník teplota – napětí

báme vstupní proudy OZ), že $I_1 = U_x/R_1$ a $I_2 = U_x/R_2$.

Současně platí

$$I_1 = I_0 \exp(U_{BE1}/U_T)$$

$$I_2 = I_0 \exp(U_{BE2}/U_T).$$

Nyní lze určit (viz úkol 57):

$$U_{BE1} = U_T \ln(I_1/I_0) = U_T \ln[U_x/(R_1 I_0)],$$

$$U_{BE2} = U_T \ln(I_2/I_0) = U_T \ln[U_x/(R_2 I_0)],$$

$$U_T = kT/q.$$

Rovněž musí platit

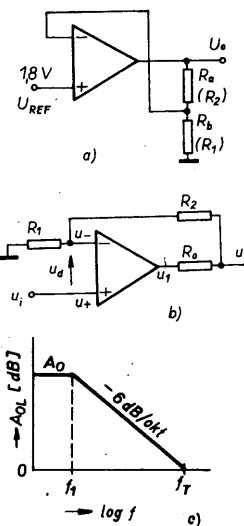
$$U_o \cdot R_3/(R_3 + R_4) = U_{BE2} - U_{BE1} + U_{REF}.$$

Po dosazení a úpravách dostaneme

$$U_o = (1 + R_4/R_3) \cdot [U_{REF} + (kT/q) \ln(R_1/R_2)] \quad (133).$$

Lineární závislost výstupního napětí na teplotě T je očividná. Pomocí napětí $U_{REF} < 0$ lze nastavit požadovaný počátek stupnice.

ÚKOL 60: Stabilizátor napětí – obr. 60



Obr. 60. Stabilizátor napětí (a), b) náhradní schéma pro posouzení vlivu výstupního odporu, c) přenos OZ bez zpětné vazby

a) Požadujeme $R_a + R_b = 10 \text{ k}\Omega$, určete R_a a R_b tak, aby výstupní napětí U_o bylo 10 V.
b) Zesílení OZ bez zpětné vazby na $f = 0 \text{ Hz}$ je $A_{OL}(0) = 10^4$, tranzitní frekvence

$f_T=1$ MHz, výstupní odpor bez zpětné vazby je $R_O=50\Omega$. Určete výstupní odpor pro $f=0$ Hz a výstupní impedanci pro $f=10$ kHz.
 c) Teplotní koeficient referenčního napětí $TK_{U_{REF}}=10\ \mu V/^\circ C$, určete teplotní koeficient výstupního napětí $U_O-TK_{U_O}$.
 d) Určete změnu výstupního ΔU_O při změně výstupního proudu z hodnoty $I_{Omin}=0$ na $I_{Omax}=10$ mA.

Řešení bodu a: Vzhledem k napětí U_{REF} se obvod chová jako neinvertující zesilovač. Proto platí

$$U_O = U_{REF} \cdot (1 + R_a/R_b).$$

Má-li být $U_O=10$ V a $U_{REF}=1,8$ V, je $(R_a+R_b)/R_b=10/1,8$.

Požadujeme-li $R_a+R_b=10$ k, dostaneme $R_b=1$ k a $R_a=8$ k2.

Řešení bodu b: Jde o určení vlivu zpětné vazby na výstupní odpor zesilovače. Známe-li si situaci na obr. 60b. Operační zesilovač (neideální) má výstupní odpor R_O , zesílení A_{OL} .

Platí $u_1=A_{OL} \cdot u_d$. Nejdříve uvažujeme, že výstup není vůbec zatížen. Potom platí $u_+=u_i$

$$u_-=u_1 \cdot R_1/(R_1+R_2+R_O).$$

Dále platí

$$u_d=u_+-u_-=u_1 \cdot R_1/(R_1+R_2+R_O) \quad (I),$$

$$u_O=u_1 \cdot R_O/(R_1+R_2+R_O) \quad (II),$$

$$u_1=u_d \cdot A_{OL} \quad (III).$$

Ze vztahů (I) a (III) lze určit, že

$$u_1=u_d/[R_1/(R_1+R_2+R_O)+1/A_{OL}] \quad (IV).$$

Dosadíme-li (IV) do (II), dostaneme po úpravách, že napětí naprázdno (bez zatížení) je $u_O=(1+R_2/R_1)u_1A_{OL}/[A_{OL}+(R_1+R_2+R_O)/R_1]$ (134).

Dokážeme-li určit zkratový proud (proud do zkratu na výstupu), můžeme již určit výstupní odpor struktury. Zkratujeme-li výstup, je zpětná vazba rozpojena, $u_-=0$ a napětí $u_d=u_1$. Potom musí platit, že $u_1=u_dA_{OL}$

a zkratový proud je omezen pouze odporem R_O . Platí tedy $I_S=u_1A_{OL}/R_O$ (135).

Pozn. 1: Platí pochopitelně pouze teoreticky, pro jinak ideální zesilovač – tedy výstupní proudy ani napětí nejsou omezeny jinak, než odporem R_O .

Nyní již lze určit, že výstupní impedance Z_{OUT} (Theveninův teorém) je určena vztahem

$$Z_{OUT}=u_O/I_S,$$

kde u_O je napětí naprázdno podle vztahu (134).

Po úpravě dostaneme pro $R_O \ll R_2$ známý vztah

$$Z_{OUT}=R_O/(1+\beta A_{OL}) \quad (136),$$

kde $\beta=R_1/(R_1+R_2)$ je činitel zpětné vazby, který udává přenos napětí u_O (zpětnovazební síti) na invertující vstup operačního zesilovače (záporná zpětná vazba napěťová).

Ve většině případů je pro $f=0$ zesílení $A_{OL}(0)$ velké a vztah (1) (úkol 1) lze pro $f=0$ upravit do podoby ($Z_1=R_1$, $Z_2=R_2$)

$$A_N(0)=1+R_2/R_1=1/\beta.$$

Proto lze i vztah (136) upravit do jiné často uváděné podoby

$$Z_{OUT}=R_O[1+A_{OL}/A_N(0)]=R_O \cdot A_N(0)/A_{OL} \quad (136a),$$

$A_N(0)$ je „ideální“ zesílení struktury při $f=0$ Hz,

R_O je výstupní odpor použitého OZ,

A_{OL} je zesílení bez zpětné vazby.

Pro uvedené poměry ($R_1=R_b=1$ k, $R_2=R_a=8$ k2) dostaneme pro $f=0$ Hz [$A_O=A_{OL}(0)=10\ 000$]

$$Z_{OUT}=50 \cdot (1+8,2/1,8)/10\ 000=28\ m\Omega.$$

Pro vyšší frekvence je situace poněkud složitější. Přenos operačního zesilovače bez zpětné vazby je na obr. 60c. Situaci na obr. 60c odpovídá matematický popis

$$A_{OL}=A_O/(1+jf/f_1)$$

Pro $f/f_1 \gg 1$ potom stačí přibližný popis

$$A_{OL}=A_O/(jf/f_1)=-jA_O f_1/f=-j f_T/f \quad (137),$$

kde f_T je tranzitní kmitočet (extrapolovaný), kde právě platí, že

$$A_{OL}(f_T)=1,$$

přenos je právě 0 dB.

Nyní již můžeme „prozkoumat“ i výstupní impedanci Z_{OUT} při $f=10$ kHz; platí ($f_T=1$ MHz)

$$Z_{OUT} \approx R_O \cdot A_N(0)/(-jf_T/f) = 50 \cdot (1+8,2/1,8)/(-j10^4/10^3) = j2,78.$$

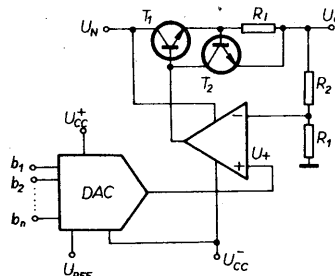
Řešení bodu c: Je zřejmé, že teplotní koeficient výstupního napětí TK_{U_O} je úměrný teplotnímu koeficientu $TK_{U_{REF}}$ a zesílení: $TK_{U_O}=A_N(0) \cdot TK_{U_{REF}}=(1+8,2/1,8) \cdot 10\ \mu V/^\circ C=55,6\ \mu V/^\circ C$.

Řešení bodu d:

Předpokládáme, že změna proudu je malá a proto lze použít vypočítané hodnoty Z_{OUT} při frekvenci $f=0$ Hz. Platí, že změna výstupního napětí ΔU_O je popsána vztahem $\Delta U_O = Z_{OUT}(0) \cdot \Delta I_O = 28 \cdot 10^{-3} \cdot (0-10 \cdot 10^{-3}) = -280\ \mu V$.

Představuje to procentuální změnu $-280 \cdot 10^{-6} \cdot 100/10 = -0,0028\ \%$.

ÚKOL 61: Číslicově řízený zdroj napětí – obr. 61



Obr. 61. Číslicově řízený zdroj napětí

Dokažte, že výstupní napětí obvodu je

$$U_O = (1 + R_2/R_1) \cdot M \cdot U_{REF} \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i/2^i \right),$$

jestliže výraz

$$M \cdot U_{REF} \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i/2^i \right)$$

$b_i = 1$ pro aktivovaný číslicový vstup, $b_i = 0$ pro neaktivovaný číslicový vstup (bit), n – „počet“ bitů převodníku.

Zapojení na obr. 61 je vlastně shodné se zapojením na obr. 18 (úkol 18). Platí proto $U_O=U_+(1+R_2/R_1)$, kde napětí U_+ je vytvořeno převodníkem číslo – napětí a proto

$$U_+ = M \cdot U_{REF} \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i/2^i \right).$$

Proto platí pro výstupní napětí

$$U_O = M \cdot U_{REF} \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i/2^i \right) \cdot (1 + R_2/R_1) \quad (138)$$

Je-li například $n=8$, $U_{REF}=10$ V, $M=1$, je $U_O=(10$ V) $\cdot (b_1/2 + b_2/4 + b_3/8 + \dots + b_8/256) \cdot (1 + R_2/R_1)$.

Je-li aktivován pouze nejvýznamnější bit b_1 (MSB), platí $b_1=1$ a $b_2=b_3=\dots=b_8=0$. Potom $U_+ = (10$ V) $\cdot (1/2) = 5$ V a $U_O=5$ V $\cdot (1 + R_2/R_1)$. Je-li aktivován pouze nejméně významný bit b_8 (LSB), platí $b_1=b_2=\dots=b_7=0$, $b_8=1$ a $U_+ = (10$ V) $\cdot (1/2^8) = (10/256) = 0,03906$ V a $U_O = (10/256) \cdot (1 + R_2/R_1)$.

Toto je nejmenší napěťový krok, o který lze změnit výstupní napětí U_O – tím je určena i „přesnost“ zdroje napětí. Je-li například $b_1=b_2=b_4=1$ a ostatní bity nejsou aktivovány, je $U_+ = (10$ V) $\cdot (1/2 + 1/4 + 1/16) = (130/16)$ V a $U_O = (130/16) \cdot (1 + R_2/R_1)$.

Abyste v praxi dosáhli vlastní přesnosti převodníku DAC, je vhodné jeho kladné napájecí napětí dobře stabilizovat (oddělené od U_N), aby případné změny U_N se změnou zátěže neovlivnily přesnost převodníku. Záporné napájecí napětí je vhodné použít i pro operační zesilovač (stabilní odběr bez větších změn), protože to umožní dosahovat na výstupu OZ i záporných výstupních napětí a tím i výstupní napětí U_O v okolí nuly.

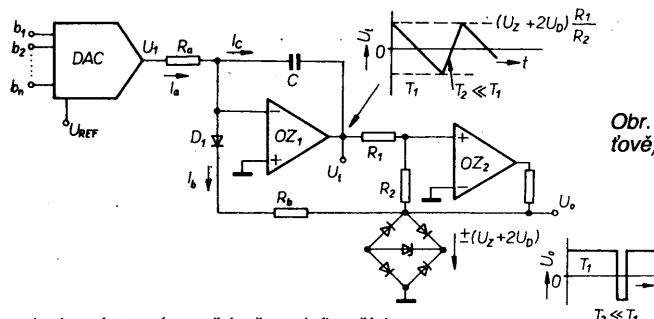
ÚKOL 62: Číslicově (napěťově) řízený generátor napětí pilovitého tvaru – obr. 62

Dokažte, že pro zapojení platí při $R_b \ll R_a$

$$f = \frac{R_2 M \cdot U_{REF}}{2 R_1 R_a C (U_Z + U_D)} \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i/2^i \right)$$

$$\text{je-li } U_1 = M \cdot U_{REF} \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i/2^i \right),$$

viz úkol 61.



Obr. 62. Číslicově (napěťově) řízený generátor napětí pilovitého tvaru

popisuje výstupní napětí převodníku číslo – napětí (DAC), M je převodní konstanta (běžně $M=1$)

U_{REF} je referenční napětí na referenčním vstupu převodníku,

Zapojení na obr. 62 je vhodné porovnat se zapojením na obr. 54 (úkol 54). Vidíme, že funkce OZ₁ a OZ₂ je naprosto stejná. Místo napětí U_{sat} operačního zesilovače zde bude figurovat napětí na stabilizační diodě ($U_Z + 2U_D$), lze tedy formálně přiřadit $U_{sat} = U_Z + 2U_D$. Rozhodovací úroveň pro napětí U_1 budou $U_{sat}R_1/R_2$ a $-U_{sat}R_1/R_2$.

V časovém intervalu T_1 ($U_o = U_{sat} > 0$) je dioda D_1 rozpojena a integrátor pracuje pouze s proudem $I_c = I_a = U_1/R_a$, proto $U_1(t) = U_{sat}R_1/R_2 - U_1 \cdot t/(R_a C)$. V době $t = T_1$ bude právě platit $U_1(T_1) = -U_{sat}R_1/R_2$, tedy $-U_{sat}R_1/R_2 = U_{sat}R_1/R_2 - U_1 T_1/(R_a C)$.

Po úpravě dostaneme $T_1 = 2R_1 R_a C U_{sat} / (R_2 U_1)$ (139). V okamžiku $t = T_1$ přechází výstup do stavu $U_o = -U_{sat} < 0$ a dioda D_1 spíná. Integrátor pracuje s proudem (U_1 se neodpíná) $I_c = U_1/R_a - U_{sat}/R_b$.

Pro $U_{sat}/R_b \gg U_1/R_a$ lze vliv napětí U_1 zanedbat a $I_c \approx -U_{sat}/R_b$. Pro výstupní napětí U_1 platí

$$U_1(t) = -U_{sat}R_1/R_2 + U_{sat} \cdot t/(R_b C).$$

V době $t = T_2$ bude právě platit $U_1(T_2) = U_{sat}R_1/R_2$. Z této podmínky jednoduše určíme, že $U_{sat}R_1/R_2 = -U_{sat}R_1/R_2 + U_{sat}T_2/(R_b C)$ a po úpravě dostaneme

$$T_2 = 2R_1 R_b C / R_2. \quad (140)$$

Nyní již lze určit celkovou periodu kmitů $T = T_1 + T_2 = 2R_1 R_a C (U_{sat}/U_1 + R_b/R_a) / R_2$.

$$T = 2R_1 R_a C (U_{sat}/U_1 + R_b/R_a) / R_2. \quad (141)$$

Pro $U_{sat}/U_1 \gg R_b/R_a$ se vztah zjednoduší, $T \approx (2R_1 R_a C / R_2) \cdot (U_{sat}/U_1)$.

$$T \approx (2R_1 R_a C / R_2) \cdot (U_{sat}/U_1). \quad (141b)$$

Pro frekvenci platí

$$f = 1/T \approx U_1 R_2 / (2R_1 R_a C U_{sat}). \quad (142)$$

Zapojení se chová jako zdroj pilového napětí na výstupu U_1 (a obdélkového na U_o) s frekvencí řízenou napětím U_1 . Vztah (142) platí přibližně $T_2 \ll T_1$, tedy pro $(U_Z + U_D)/R_b$ mnohonásobně větší než podíl U_1/R_a .

Dosadíme-li za U_1 a U_{sat} , dostaneme

$$f = \frac{R_2 M U_{REF}}{2R_1 R_a C (U_Z + U_D)} \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i / 2^i \right), \quad (143)$$

frekvence f je řízena převodníkem číslo – napětí.

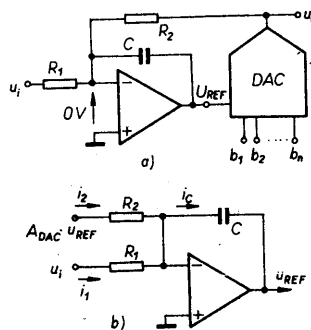
Je-li k dispozici přímo převodník číslo – proud a proud převodníku má orientaci proudem I_a (jde z výstupu „ven“), stačí vypustit rezistor R_a a nahradit poměr $M \cdot U_{REF}/R_a$ pouze proudem I_{FS} (max. proud převodníku, jsou-li sepnuty všechny bity). Vždyť rezistor R_a jen převáděl napětí U_1 na proud I_a . Potom

$$f = \frac{R_2 I_{FS}}{2R_1 C (U_Z + U_D)} \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i / 2^i \right). \quad (144)$$

ÚKOL 63: Číslicově řízená dolní propust – obr. 63.

Dokažte, že mezní frekvence f_o dolní propusti je určena vztahem

$$f_o = M \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i / 2^i \right) / (2\pi R_2 C).$$



Obr. 63. a) Číslicově řízená dolní propust, b) náhradní schéma obvodu

Předpokládáme, že přenos mezi vstupem U_{REF} a výstupem převodníku DAC je popsán vztahem

$$A_{DAC} = u_o / U_{REF} = M \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i / 2^i \right),$$

jak plyne i z popisu v úkolu 61. Přitom musí platit, že $M > 0$, aby zpětná vazba operačního zesilovače OZ₁ byla skutečně záporná a zapojení bylo frekvenčně stabilní (nekmítalo).

Zapojení z obr. 63a lze „překreslit“ podle obr. 63b. Obvod na obr. 63b lze považovat za invertující součtové zapojení zesilovače OZ₁, takže snadno určíme, že $U_{REF} = -U_1 Z_c / R_1 - A_{DAC} U_{REF} Z_c / R_2$, kde $Z_c = 1/(j\omega C) = 1/(pC)$.

Současně platí $u_o = U_{REF} \cdot A_{DAC}$, takže po dosazení platí

$$u_o / A_{DAC} = -U_1 / (pR_1 C) - u_o / (pR_2 C).$$

Další jednoduchou úpravou získáme pro přenos dolní propusti na obr. 63a vztah $A_{DP} = -(R_2/R_1) \cdot [1/(1 + pR_2 C/A_{DAC})]$ (145).

Pro přenos dolní propusti platí obecně vztah

$$A_{DP} = H\omega_o / (p + \omega_o) = H/(1 + p/\omega_o),$$

kde H je zesílení (přenos) pro $\omega < \omega_o$.

Srovnáním se vztahem (145) určíme, že $H = -R_2/R_1$ a mezní frekvence je

$$\omega_o = A_{DAC} / (R_2 C) = M \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i / 2^i \right) / (R_2 C). \quad (146)$$

Požadovaný výraz pro f_o dostaneme snadno ze vztahu $\omega_o = 2\pi f_o$.

Jestliže použijeme osmibitový převodník, jehož $M = 1$, lze nastavit f_o v 256 krocích. Pro $b_1 = b_2 = \dots = b_8 = 1$ je $f_o = (255/256) / (R_2 C \cdot 2\pi)$. Pro $b_1 = b_2 = \dots = b_7 = 0$ a $b_8 = 1$ je $f_o = (1/256) / (R_2 C \cdot 2\pi)$. Mezi těmito krajními body můžeme nastavit ostatní frekvence f_o . Změna přenosu A_{DAC} neovlivňuje přenos dolní propusti A_{DP} na frekvencích $f < f_o$. Přenos A_{DAC} je totiž „uzavřen“ v dominantní zpětné vazbě rezistorů R_2 a R_1 .

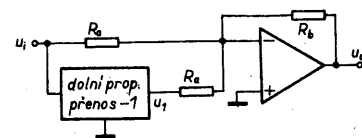
Jak bylo uvedeno, musí pro převodník platit $M > 0$, aby zpětná vazba byla stále záporná. Aby zapojení pracovalo podle odvozených vztahů, musí převodník DAC pracovat s kladnými i zápornými napětími na vstupu U_{REF} (s oběma polaritami napětí U_{REF}), protože při odvození se všude předpokládaly střídavé signály.

ÚKOL 64: Číslicově řízená horní propust – obr. 64

a) Dokažte, že přenos obvodu je

$$A_{HP} = u_o / u_i = (-R_b/R_a) \cdot p / (p + \omega_o),$$

kde ω_o je určeno vztahem (146), je-li jako DP



Obr. 64. Číslicově řízená horní propust

zapojen obvod z úkolu 63 a jeho přenos H je -1 .

b) Jak zajistíte A_{DP} (obráz. 63) rovno -1 ?

Operační zesilovač OZ₂ tvoří invertující součtové zapojení, takže platí

$$u_o = -u_i R_b / R_a - u_1 R_b / R_a = -(u_i + u_1) \cdot R_b / R_a.$$

Pro dolní propust DP prvního řádu s přenosem -1 platí

$$A_{DP} = u_1 / u_i = -\omega_o / (p + \omega_o).$$

Potom dostaneme pro strukturu na obr. 64

$$u_o = -(R_b / R_a) \cdot [u_i - u_1 \omega_o / (p + \omega_o)]$$

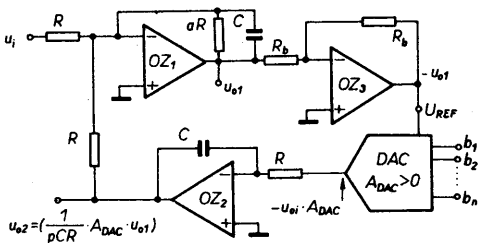
a po úpravě

$$A_{HP} = u_o / u_i = -(R_b / R_a) \cdot p / (p + \omega_o) \quad (147),$$

což odpovídá přenosu horní propusti; pro $p = j\omega = 0$ je $A_{HP}(0) = 0$, pro $p = j\omega = \infty$ je $A_{HP}(\infty) = -R_b / R_a$. Pro $f \ll f_o$ totiž platí $u_1 = -u_i$ a u_1 s u_i se „zruší“ na vstupu OZ₂. Pro $f \gg f_o$ již platí $u_1 = 0$ a je zesilován pouze signál u_i .

Použijeme-li jako DP zapojení z obr. 63a, je zřejmé, že i zde platí pro ω_o vztah (146). Jednotkový přenos zajistíme volbou $R_1 = R_2$ – obr. 63a.

ÚKOL 65: Číslicově řízená pásmová propust a dolní propust 2. řádu – obr. 65.



Obr. 65. Číslicově řízená pásmová propust (výstup 1) a dolní propust 2. řádu (výstup 2)

a) Dokažte, že výstup u_{o1} je výstupem pásmové propusti a že činitel jakosti

$$Q = a \sqrt{M \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i / 2^i \right)},$$

$$f_o = [1/(2\pi CR)] \cdot \sqrt{M \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i / 2^i \right)}.$$

b) Dokažte, že výstup u_{o2} je výstupem dolní propusti 2. řádu. Použitý převodník DAC má stejné vlastnosti jako v úkolu 63.

Operační zesilovač OZ₁ má dvě zpětnovazební smyčky. Jedna je tvořena impedancí $aR \cdot [1/(pC)] / [aR + 1/(pC)] = aR/(1 + paCR)$, druhá je tvořena operačním zesilovačem OZ₃, převodníkem číslo/analog a integrátorem (OZ₂). Aby i tato smyčka měla charakter záporné zpětné vazby, je zapojen OZ₃ jako invertor se zesílením -1 (umožňuje-li převodník DAC i funkci v invertujícím režimu, lze OZ₃ vypustit).

Operační zesilovač OZ₁ lze považovat za invertující součtové zapojení napětí u_i a u_{o2} , to nám velmi zjednoduší odvození. Platí potom

$$u_{o1} = - \frac{aR/(1 + p\alpha CR)}{R}$$

$$u_i = \frac{aR/(1 + p\alpha CR)}{R} \cdot u_{o2}$$

Přitom pro u_{o2} snadno určíme, že

$$u_{o2} = -u_{o1} \cdot A_{DAC} \cdot [-1/(pCR)] = A_{DAC} u_{o1}/(pCR)$$

Po dosazení za u_{o2} a úpravě dostaneme

$$A_{PP} = u_{o1}/u_i = - \frac{p/(CR)}{p^2 + p/(aCR) + A_{DAC}/(C^2 R^2)} \quad (148)$$

Je zřejmé, že (viz úkol 46)

$$\omega_o^2 = A_{DAC}/(C^2 R^2) = M \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i/2^i \right) / (C^2 R^2) \quad (149)$$

$$\text{přenos } A_{PP} \text{ na } \omega = \omega_o [p^2 + (j\omega_o)^2] = \omega_o^2 \text{ je } A_{PP}(\omega_o) = -a \quad (150)$$

Dále platí $\omega_o/Q = 1/(aCR)$, po úpravách dostaneme

$$Q = \omega_o aCR = a \cdot \sqrt{A_{DAC}} = a \cdot \sqrt{M \cdot \left(\sum_{i=1}^n b_i/2^i \right)} \quad (151)$$

Při nastavování pásmové propusti binárním údajem b_1 až b_n bude šířka pásma propustnosti B

$$B = \omega_o/Q = 1/(aCR) \quad (152)$$

Přenos u_{o2}/u_i snadno určíme ze znalosti přenosu u_{o1}/u_i . Platí totiž

$$A_{DP} = u_{o2}/u_i = (u_{o2}/u_{o1}) \cdot (u_{o1}/u_i) = [A_{DAC}/(pCR)] \cdot A_{PP}$$

Po velmi jednoduché úpravě dostaneme pro přenos A_{DP} vztah

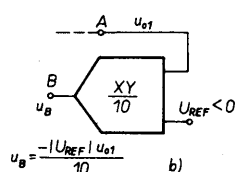
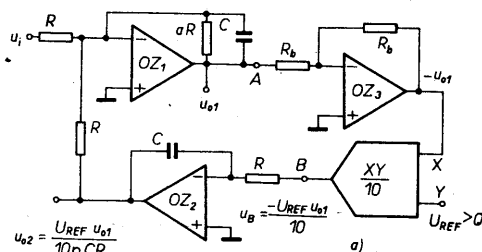
$$A_{DP} = - \frac{A_{DAC}/C^2 R^2}{p^2 + p/(aCR) + A_{DAC}/(C^2 R^2)} \quad (153)$$

jedná se o dolní propust 2. řádu s frekvencí ω_o určenou vztahem (149); činitel jakosti Q je i zde určen vztahem (151).

ÚKOL 66: Napětím řízená pásmová propust a dolní propust 2. řádu – obr. 66

a) Dokažte, že výstup u_{o1} je výstupem pásmové propusti a stanovte činitel jakosti Q a frekvenci ω_o .

b) Dokažte, že výstup u_{o2} je výstupem dolní propusti 2. řádu.



Obr. 66.a) Pásmová propust a dolní propust 2. řádu řízená kladným napětím U_{REF} , b)

Srovnáním obr. 66a s obr. 65 zjistíme, že rozdíl spočívá pouze v použití analogové násobičky, pro niž platí

$$u_B = u_X \cdot u_Y/10 = -u_{o1} \cdot U_{REF}/10$$

Snadno určíme, že pro U_{REF} kladné stačí v úkolu 65 udělat přiřazení $A_{DAC} \rightarrow U_{REF}/10$. Proto platí všechny úvahy a vztahy z úkolu 65 s tím, že

$$\omega_o^2 = U_{REF}/(10C^2 R^2) \quad (154)$$

$$Q = a \sqrt{U_{REF}/10} = \sqrt{U_{REF} \cdot a^2/10} \quad (155)$$

$$A_{PP}(\omega_o) = -a$$

V zapojení podle obr. 66a musí vždy platit, že U_{REF} je kladné. Pro U_{REF} záporné by násobička invertovala signál, smyčka zpětné vazby by byla „kladná“, obvod by kmital.

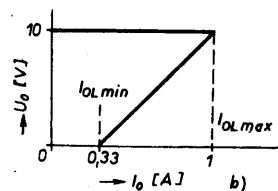
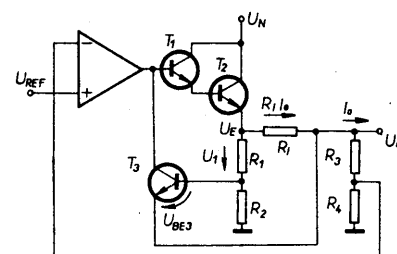
Chceme-li použít pro řízení záporné napětí ($U_{REF} < 0$), musíme vypustit operační zesilovač OZ3 – invertor – obr. 66b. V bodě B je napětí $u_B = U_{REF} \cdot u_{o1}/10 = -|U_{REF}| \cdot u_{o1}/10$. Nyní je již záporná zpětná vazba v „pořádku“, pro zapojení podle obr. 66b platí

$$\omega_o^2 = |U_{REF}|/(10C^2 R^2) \quad (156)$$

$$Q = \sqrt{|U_{REF}| \cdot a^2/10} \quad (157)$$

Pochopitelně v zapojení na obr. 66b nesmí být napětí U_{REF} kladné.

ÚKOL 67: Stabilizátor napětí s omezením výkonové ztráty – obr. 67



Obr. 67.a) Stabilizátor napětí s omezením výkonové ztráty, b) zatěžovací charakteristika zdroje

a) Dokažte, že omezení proudu se řídí vztahem

$$I_o R_1 R_2 / (R_1 + R_2) - U_o R_1 / (R_1 + R_2) \approx 0,6 \text{ V}$$

b) Určete $I_{o \max}$ pro $U_o = 10 \text{ V}$ a $U_o = 0 \text{ V}$. Povolený ztrátový výkon $P_{c \max}$ tranzistoru T_2 je 5 W, napájecí napětí $U_N = 15 \text{ V}$.

c) Určete R_1 , R_2 a R_i pro podmínky bodu b), volte $R_1 + R_2 = 1 \text{ k}\Omega$.

d) Nakreslete závislost $U_o(I_o)$ odpovídající zadaným podmínkám.

e) Určete R_3 a R_4 tak, aby $U_o = 10 \text{ V}$; předpokládejte, že $U_{REF} = 1,8 \text{ V}$ a $R_3 + R_4 = 2 \text{ k}\Omega$.

Operační zesilovač OZ1 spolu s tranzistorem T_1 , T_2 tvoří běžný neinverující zesilovač napětí U_{REF} s proudovým posílením výstupu. „Snímací“ rezistor proudu $I_o - R_i$ – je „uzavřen“ smyčkou zpětné vazby R_3 , R_4 a proto je jeho vliv potlačen (viz úkol 60, vliv výstupního odporu R_o , zde $R_o = R_i$)

Proto platí

$$U_o = U_{REF} \cdot (1 + R_3/R_4)$$

Zanedbáme-li příčný proud zpětnovazebního děliče R_3 , R_4 , lze tvrdit, že na snímáčním rezistoru R_i je úbytek napětí $R_i \cdot I_o$, kde I_o je výstupní proud do zátěže. Současně platí, že napětí U_E na emitoru tranzistoru T_2 je $U_E = U_o + R_i I_o$

a úbytek napětí na rezistoru R_1 je $U_1 = U_E R_1 / (R_1 + R_2) = (U_o + R_i I_o) \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$. Nyní již není obtížné určit, že pro napětí ve smyčce „ R_1 , R_1 , U_{BE3} “ platí $U_1 + U_{BE3} = R_i I_o$.

Po dosazení a úpravě dostaneme vztah

$$I_o R_1 R_2 / (R_1 + R_2) - U_o R_1 / (R_1 + R_2) = U_{BE3} \quad (158)$$

Pokud je napětí U_{BE3} menší než asi 0,6 V, tranzistor T_3 neovlivňuje funkci obvodu, výstupní napětí U_o je konstantní. Pro $U_{BE3} \approx 0,6 \text{ V}$ tranzistor T_3 „odbužuje“ bázi T_1 , výstupní proud I_o je omezen, U_o se zmenšuje. Lze tedy určit ze vztahu (158), že v oblasti limitace proudu platí

$$I_{OL} = |U_{BE3}(1 + R_1/R_2) + U_o R_1/R_2| / R_1 \quad (159)$$

limitovaný proud I_{OL} závisí i na výstupním napětí U_o , přičemž $U_o = R_2 I_{OL}$, kde R_2 je zatěžovací odpor.

Maximální hodnoty $I_{OL \max}$ je dosaženo při $U_o = U_{o \max}$, to je při jmenovitém požadovaném výstupním napětí. Mezní kolektorová ztráta T_2 je dána jednoduchým vztahem

$$P_{c \max} = (U_N - U_{op}) I_{OL \max}$$

kde U_{op} je požadované výstupní napětí

$$U_{REF} (1 + R_3/R_4)$$

Je-li $U_N = 15 \text{ V}$ a $U_{op} = 10 \text{ V}$ a $P_{c \max} = 5 \text{ W}$, lze určit, že

$$I_{OL \max} = 5/(15 - 10) = 1 \text{ A}$$

Minimální hodnoty $I_{OL \min}$ dosahuje proud I_{OL} při $U_o = 0 \text{ V}$. Ani zde nesmí být překročena kolektorová ztráta T_2

$$P_{c \max} = U_N I_{OL \min}$$

Proto musí za uvedených poměrů platit

$$I_{OL \min} = 5/15 = 0,333 \text{ A}$$

Z rovnice (158) lze získat při dosazení podmínek ($I_{OL \max}$, U_{op}) a ($I_{OL \min}$, $U_o = 0$) dvě rovnice

$$I_{OL \max} R_1 R_2 / (R_1 + R_2) - U_{op} R_1 / (R_1 + R_2) = 0,6$$

$$I_{OL \min} R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 0,6$$

Určit však musíme R_1 , R_2 a R_i , proto získáme třetí rovnici stanovením doplňkového požadavku $R_1 + R_2 = K$ (zde $K = 1 \text{ k}\Omega$). Nyní již lze snadno určit, že

$$R_1 = (R_1 + R_2) \cdot 0,6 \cdot (I_{OL \max} / I_{OL \min} - 1) / U_{op} \quad (160)$$

$$R_2 = (R_1 + R_2) - R_1 \quad (161)$$

$$R_i = (R_1 + R_2) \cdot 0,6 / (R_2 I_{OL \min}) \quad (162)$$

Zvolíme-li $R_1 + R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, dostaneme pro uvedené poměry

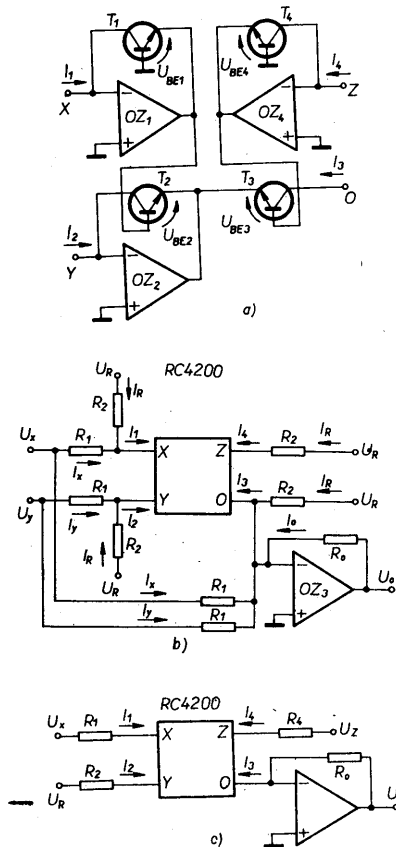
$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \cdot 0,6 \cdot [1/(1/3) - 1] / 10 = 120 \Omega$$

$$R_2 = 1000 - 120 = 880 \Omega$$

$$R_i = 1000 \cdot 0,6 / (880/3) = 2,0455 \Omega$$

Požadujeme-li $U_{op} = 10 \text{ V}$ a $U_{REF} = 1,8 \text{ V}$ a zvolíme-li $R_3 + R_4 = 2 \text{ k}\Omega$, platí $10 = 1,8 \cdot (R_3 + R_4)/R_4$, tedy $R_4 = 1,8 \cdot (R_3 + R_4)/10 = 360 \Omega$, $R_3 = 2000 - 360 = 1640 \Omega$. Zátěžovací charakteristika zdroje pro uvedené poměry je na obr. 67 b.

ÚKOL 68: Analogová násobička – obr. 68



Obr. 68. a) Základní obvod pro analogové násobičky, b) čtyřkvadrantová násobička, c) jednokvadrantová dělička

a) Všechny tranzistory jsou stejných vlastností, OZ jsou ideální. Dokažte, že pro $I_1, I_2, I_3, I_4 > 0$ platí na obr. 68a $I_1 \cdot I_2 = I_3 \cdot I_4$ (čtyřice tranzistorů – například RC4200 fy Raytheon).

b) Dokažte, že pro obvod na obr. 68b platí (čtyřkvadrantová násobička):

$$U_o = (U_x \cdot U_y / U_R) \cdot R_2 R_3 / R_1^2$$

Pro $R_1 = R_2 = R_3 = 20 \text{ k}\Omega$ a $U_R = 10 \text{ V}$ najděte U_o . Jestliže je povolen proud $I_1, I_2, I_3, I_4 > 0$ a maximálně je 1 mA , jaké podmínky musí splňovat napětí U_x, U_y ? Proč se obvod nazývá čtyřkvadrantová násobička?

c) Jednokvadrantová dělička – obr. 68c, dokažte, že pro $U_x, U_y, U_z > 0$ platí $U_o = (U_x / U_z) \cdot U_R \cdot R_4 R_5 / (R_1 R_2)$.

d) Obvod odmocniny – dokažte, že na obr. 68c platí $U_o = [U_x U_R R_5 R_4 / (R_1 R_2)]^{1/2}$, platí-li $U_z = U_o$ (propojíme výstup se vstupem Z).

Vyjďeme ze základního vztahu (úkol 12) platného pro proud I_k tranzistoru a napětí báze – emitor U_{BE}
 $I_k = I_{ko} \cdot \exp(U_T / U_{BE})$,

tedy
 $U_{BE} = U_T \ln(I_k / I_{ko})$.

Pro ideální operační zesilovače OZ₁ až OZ₄ platí $U_{BE1} + U_{BE2} = U_{BE3} + U_{BE4}$, tedy
 $U_T \ln(I_1 / I_{ko}) + U_T \ln(I_2 / I_{ko}) = U_T \ln(I_3 / I_{ko}) + U_T \ln(I_4 / I_{ko})$.

Je zřejmé, že
 $\ln(I_1 \cdot I_2 / I_{ko}^2) = \ln(I_3 \cdot I_4 / I_{ko}^2)$,

tedy rovněž platí

$$I_1 \cdot I_2 = I_3 \cdot I_4 \quad (163)$$

Všechny proudy musí být vzhledem k nakresleným orientačním šipkám kladné. Důležitá je skutečnost, že zmizí teplotní závislost – teplotní napětí U_T se „vykrátí“. Všechny tranzistory ovšem musí mít stejnou teplotu – to zaručuje například integrovaný obvod RC4200 – obr. 68b. V obvodu jsou zahrnuty i operační zesilovače OZ₁, OZ₂ a OZ₄.

Na obr. 68b jsou do vstupů X, Y, Z a O zavedeny referenční proudy $I_R = U_R / R_2$. To umožní zajistit kladné velikosti proudů I_1, I_2, I_3 a I_4 i pro napětí U_x a U_y záporná. Stačí si uvědomit, že vstupy X, Y, Z jsou pro ideální operační zesilovač na nulovém potenciálu (virtuální nula, zem), u výstupu O zajistí tutéž vlastnost operační zesilovač OZ₃. Platí proto

$$I_1 = I_x + I_R = U_x / R_1 + U_R / R_2,$$

$$I_2 = I_y + I_R = U_y / R_1 + U_R / R_2,$$

$$I_4 = I_R = U_R / R_2,$$

$$I_3 = I_1 \cdot I_2 / I_4,$$

$$I_R + I_x + I_y + I_o = I_3.$$

Lze proto určit, že

$$I_o = I_3 - I_x - I_y - I_R = I_1 I_2 / I_4 - I_x - I_y - I_R = I_x I_y / I_R \quad (164)$$

Nyní již lze určit, že pro výstupní napětí platí $U_o = R_o I_o = R_o I_x I_y / I_R = (U_x U_y / U_R) \cdot R_o R_2 / R_1^2$ (165).

Pro $R_1 = R_2 = R_o$ a $U_R = 10 \text{ V}$ dostaneme ze vztahu (165), že $U_o = U_x \cdot U_y / 10$.

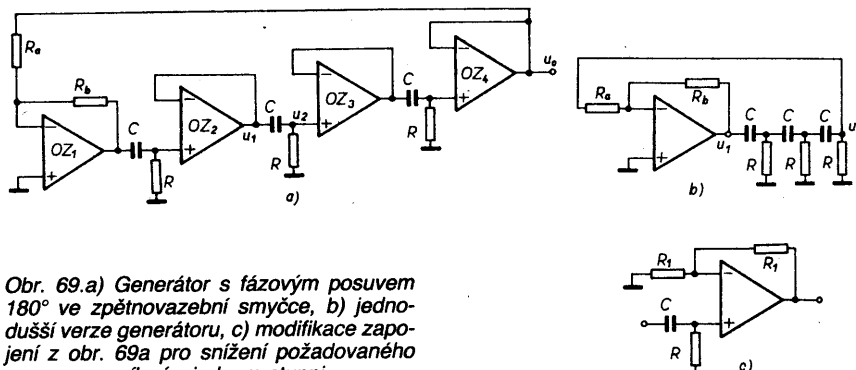
Je-li povolen mezní proud $I_{1\max} = 1 \text{ mA}$, musí být splněna podmínka $U_R / R_2 + U_{x\max} / R_1 = 1 \text{ mA}$. Po úpravě dostaneme podmínku v upravené podobě.

$$U_{x\max} = R_1 \cdot 1 \text{ mA} - U_R R_1 / R_2.$$

Pro $R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ a $U_R = 10 \text{ V}$ dostaneme $U_{x\max} = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-3} - 10 \text{ V} = 10 \text{ V}$. Současně musí být vždy zaručeno, že I_1 je kladné, tedy $U_R / R_2 + U_{x\min} / R_1 = 0$.

Z této podmínky dostaneme úpravou vztah pro minimální možné vstupní napětí $U_{x\min}$: $U_{x\min} = -U_R R_1 / R_2$.

Pro $R_1 = R_2$ tak dostáváme podmínku $U_{x\min} = -10 \text{ V}$. Stejná úvaha platí i pro vstup Y. Protože lze použít napětí v rozmezí -10 V až $+10 \text{ V}$, využíváme všech čtyř kvadrantů v souřadnicích x, y – hovoříme proto o čtyřkvadrantové násobičce.



Obr. 69. a) Generátor s fázovým posuvem 180° ve zpětnovazební smyčce, b) jednodušší verze generátoru, c) modifikace zapojení z obr. 69a pro snížení požadovaného zesílení v jednom stupni

Na obr. 68c je zjednodušené zapojení z obr. 68 b. Platí $I_1 = U_x / R_1$, $I_2 = U_y / R_2$, $I_4 = U_z / R_3$, $I_3 = I_1 \cdot I_2 / I_4$ a $U_o = R_o \cdot I_3$. Snadno odvodíme, že $U_o = (U_x / U_o) \cdot U_R \cdot R_4 R_5 / (R_1 R_2)$, (166), protože však musí platit $I_1, I_2 > 0$, musí platit i $U_x, U_y > 0$ a pohybujeme se tedy pouze v jednom kvadrantu roviny X, Y.

Spojíme-li výstup U_o se vstupem U_z , platí $U_o = (U_x / U_o) \cdot U_R \cdot R_4 R_5 / (R_1 R_2)$, odsud snadno určíme, že $U_o = [U_x U_R R_4 R_5 / (R_1 R_2)]^{1/2} = [R_o R_1 R_2 = R_4, U_R = 10 \text{ V}]^{1/2} = \sqrt{10 U_x}$ (167).

Výstupní napětí je úměrné odmocnině napětí vstupního.

ÚKOL 69: Generátor s fázovým posuvem 180° ve zpětnovazební smyčce – obr. 69

a) Dokažte, že oscilátor kmitá na frekvenci $f_o = 1 / (2\pi \sqrt{3} CR)$.

b) Pro vznik oscilací musí platit $R_b / R_a > 8$.

c) Pro $R = R_a = 10 \text{ k}\Omega$ a $C = 1 \text{ nF}$ určete f_o a minimální odpor R_b , nutný pro vznik oscilací.

d) Jestliže bude celkové zesílení smyčky nepatrně větší než 1, bude sinusové napětí zkresleno jen nepatrně. Navrhněte úpravu obvodu, která zajistí tuto podmínku.

Operační zesilovač OZ₁ je zapojen jako invertující zesilovač se zesílením $-R_b / R_a$; OZ₂, OZ₃, OZ₄ jsou zapojeny jako oddělovací zesilovače (sledovače), takže přenosy členů RC se navzájem neovlivňují. Tři členy RC mohou vytvořit maximální fázový posuv $3 \times 90^\circ = 270^\circ$. K oscilacím dojde na frekvenci ω_o , kde je celkový fázový posuv členů RC právě 180° a „okolo“ OZ₁ je tak celkové kladná zpětná vazba. Je zřejmé, že fázový posuv jednoho členu RC musí být právě 60° – jsou-li shodné.

Přenos A_{RC} jednoho členu RC určíme jako přenos děliče

$$A_{RC} = U_2 / U_1 = R / [R + 1 / (j\omega C)].$$

Po úpravě dostaneme

$$A_{RC} = (\omega^2 C^2 R^2 + j\omega CR) / (1 + \omega^2 C^2 R^2)$$

a pro úhel φ platí

$$\tan \varphi = \text{Im}(A_{RC}) / \text{Re}(A_{RC}) = 1 / (\omega CR).$$

Protože platí, že $\tan 60^\circ = \sqrt{3}$, bude mít obvod se třemi stejnými články posuv 180° právě na frekvenci $1 / (\omega_o CR) = \sqrt{3}$, odsud dostaneme

$$\omega_o = 1 / (\sqrt{3} CR) \quad (168)$$

Aby obvod kmital, nestačí splnit pouze fázovou podmínku. Musí být současně zajištěna i amplitudová podmínka, přenos celé smyčky musí být na frekvenci ω_o větší než 1. Pouze tak jsou ztráty na pasívních členech kompenzovány zesílením zesilovačů. Musíme proto určit absolutní hodnotu přenosu $|A_{CR}(\omega_o)|$.

Platí $\omega_0 CR = [1/(\sqrt{3} CR)]$, $CR = 1/\sqrt{3}$, potom $|A_{RC}(\omega_0)| = \sqrt{(1/3)^2 + (1/\sqrt{3})^2} / [1 + (1/3)] = 1/2$. Přenos celé zpětnovazební smyčky pro $\omega = \omega_0$ je (absolutní hodnota) R_b/R_a . $|A_{RC}(\omega_0)|^3$ a musí být větší než 1. Proto dostaneme podmínku $R_b > 8 R_a$ (169).

Je-li $R_a = R = 10 \text{ k}\Omega$ a $C = 1 \text{ nF}$, musí být R_b větší než $8 \cdot 10 \text{ k}\Omega$, tj. $80 \text{ k}\Omega$, frekvence oscilací bude $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{3} RC) = 9,19 \text{ kHz}$.

Jestliže chceme udržovat automaticky amplitudu oscilací v „blízkosti“ minimálního zkreslení, musíme udržovat i amplitudovou podmínku oscilací těsně nad hodnotou 1. V nejjednodušším případě stačí zapojit místo rezistoru R_b vhodný termistor R_t , jehož odpor se s teplotou zmenšuje (NTC). Nutnou podmínkou je, aby za běžných teplotních podmínek platilo $R_t > R_a / |A_{RC}(\omega_0)|^3$. V okamžiku zapnutí tak oscilátor „tvrdě nasadí“ kmitů a napětí na výstupu OZ₁ „ohřívá“ termistor R_t . Ustálí se právě taková amplituda kmitů, kdy platí

$R_t = R_a / |A_{RC}(\omega_0)|^3$, zpětná vazba není příliš „silná“, výstupní signál má jen malé nelineární zkreslení.

Jednodušší obdobou zapojení na obr. 69a je zapojení bez oddělovacích zesilovačů na obr. 69b. Jednotlivé členy RC nejsou navzájem odděleny zesilovači, navzájem se ovlivňují a proto musíme zjistit přenos u_1/u_2 celé struktury a zjistit frekvenci ω_0 , na které je fázový posuv 180° . Musíme také určit absolutní hodnotu přenosu na této frekvenci, aby bylo možné stanovit potřebný poměr R_b/R_a .

Pro přenos $A_{RC} = u_2/u_1$, na obr. 69b lze stanovit (např. metodou smyčkových proudů), že

$$A_{RC} = -\omega^2 R^3 C^2 / [\omega CR \cdot (5 - \omega^2 C^2 R^2) - j(1 - 6\omega^2 C^2 R^2)].$$

Je zřejmé, že přenos bude mít fázi 180° , bude-li platit

$$1 - 6\omega_0^2 C^2 R^2 = 0,$$

$$\text{tedy } \omega_0 = 1/(\sqrt{6} RC) \quad (170).$$

Velikost přenosu na frekvenci ω_0 je ($\omega_0 RC = 1/\sqrt{6}$)

$$A_{RC}(\omega_0) = [-1/(6\sqrt{6})] / [(5 - 1/6)/\sqrt{6}] = -1/29.$$

Obvod na obr. 69b tedy osciluje na frekvenci ω_0 určené vztahem (170) pouze tehdy, je-li splněna podmínka

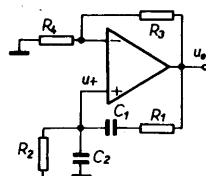
$$R_b > 29 R_a \quad (171).$$

Jakou výhodu má vlastně zapojení na obr. 69a proti zapojení na obr. 69b. Odpověď nám umožní úkol 73. Na obr. 69a požadujeme u OZ₁ zesílení asi -8, na obr. 69b již zesílení asi -29. Znamená to, že při použití stejného operačního zesilovače můžeme v zapojení podle obr. 69a pracovat s frekvencemi f_0 asi třikrát vyššími než v zapojení na obr. 69b – přesně jde o poměr $29/8 = 3,625$, aniž začnou degradovat vlastnosti použitého operačního zesilovače vzhledem k jejich frekvenční závislosti. Dokonce lze modifikovat dále zapojení na obr. 69a a dosáhnout ještě dalšího zmenšení požadovaného zesílení „na jeden operační zesilovač“.

Lze zapojit operační zesilovač OZ₂, OZ₃ a OZ₄ podle obr. 69c. Každý takto upravený stupeň má nyní vlastní zesílení 2, oscilační podmínky se nezměnily, co do fáze i co do

„amplitudy“ jsou stejné. Stačí proto, aby OZ₁ měl zesílení mírně nad 1 a oscilátor bude pracovat (přesněji řečeno menší než -1, $R_b > R_a$). Protože nyní požadujeme maximální zesílení na jeden operační zesilovač asi 2, může v zapojení podle obr. 69c pracovat s frekvencemi f_0 asi čtyřikrát vyššími než v zapojení na obr. 69a, použijeme-li zesilovače jinak stejných vlastností. Počtem operačních zesilovačů tedy „platíme“ za možnost podstatného zvýšení oscilační frekvence f_0 při použití konkrétního operačního zesilovače.

ÚKOL 70: Wienův oscilátor – obr. 70



Obr. 70. Wienův oscilátor

- a) Dokažte, že obvod kmitá na frekvenci $f_0 = 1/[2\pi(R_1 R_2 C_1 C_2)^{1/2}]$ a musí být splněna podmínka $R_3/R_4 > R_1/R_2 + C_2/C_1$.
b) Pro $R_1 = R_2 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ a $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ najděte f_0 a R_3 nutné pro oscilaci.

Vůči napětí u_+ na neinvertujícím vstupu se chová OZ₁ jako neinvertující zesilovač se zesílením $1 + R_3/R_4$. Pro přenos Wienova členu $A_W = u_+/u_0$ lze odvodit základními postupy vztah ($p = j\omega$):

$$A_W = p C_1 R_2 / [p^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + p(C_1 R_1 + C_2 R_2 + R_2 C_1) + 1].$$

Je-li

$$\omega^2 = \omega_0^2 = 1/(R_1 R_2 C_1 C_2) \quad (172),$$

je přenos

$$A_W(\omega_0) = C_1 R_2 / (C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2) > 0 \quad (173).$$

Zpětná vazba je tedy kladná a aby oscilátor kmital na frekvenci ω_0 , stačí aby

$$A_W(\omega_0) \cdot (1 + R_3/R_4) > 1.$$

Po dosažení ze vztahu (173) a úpravách zjistíme, že obvod kmitá, je-li splněna podmínka

$$R_3/R_4 > R_1/R_2 + C_2/C_1 \quad (174).$$

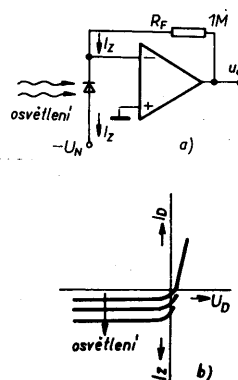
Pro $R = R_1 = R_2 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ a $C = C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ dostaneme $f_0 = 1/(2\pi RC) = 15,92 \text{ kHz}$. Dále musí platit $R_3 > R_4 (10/10 + 1/1) = 2 R_4 = 20 \text{ k}\Omega$.

Amplitudu oscilátoru lze v nejjednodušším případě stabilizovat stejně jako v úkolu 69 – rezistor R_3 nahradit termistorem NTC.

ÚKOL 71: Optoelektronický převodník – obr. 71

Fotodioda na obr. 71a má aktivní plochu $S_A = 10 \text{ mm}^2$ a převodní konstantu $k_1 = 0,5 \text{ A/W}$ (výstupní proud ku energii dopadajícího světla). Najděte výstupní napětí U_o , jestliže intenzita světla je $\Phi = 100 \text{ nW/cm}^2$.

Zvětšuje-li se výkon světla dopadajícího na diodu, zvětšuje se úměrně i proud diodou v závěrném směru – I_z . Výkon dopadající na diodu je $P = \Phi \cdot S_A = 100 \text{ nW/cm}^2 \cdot 10 \text{ mm}^2 = 1 \text{ nW/mm}^2 \cdot 10 \text{ mm}^2 = 10 \text{ nW}$. Proud I_z diodou je proto



Obr. 71. a) Optoelektronický převodník, b) charakteristiky fotodiody

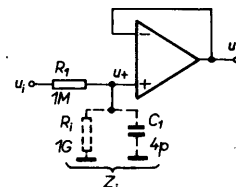
$$I_z = P k_1 = \Phi S_A k_1 = 10 \text{ nW} \cdot 0,5 \text{ A/W} = 10 \cdot 10^{-9} \text{ W} \cdot 0,5 \text{ A/W} = 5 \text{ nA}.$$

Operační zesilovač pracuje jako převodník proud – napětí a platí

$$U_o = R_F I_z = \Phi S_A k_1 R_F = 5 \cdot 10^{-9} \cdot 10^6 = 5 \text{ mV} \quad (175).$$

Je zřejmé, že pro použitý operační zesilovač musí platit, že jeho vstupní proudy jsou řádově menší než proudy I_z – přesněji řečeno, musí být řádově menší než nejmenší vyhodnocovaný proud I_z . V praxi to vede k volbě operačního zesilovače s tranzistory řízenými polem na vstupu a s velmi malou vstupní napětíovou nesymetrií.

ÚKOL 72: Vliv souhlasné vstupní impedance na přenos – obr. 72



Obr. 72. Vliv souhlasné vstupní impedance

Tranzitní kmitočet operačního zesilovače je $f_T = 1 \text{ MHz}$, $A_0 = 106 \text{ dB}$ (200 000 viz úkol 60, obr. 60c), souhlasná vstupní impedance je tvořena odporem $1 \text{ G}\Omega$ a kapacitou 4 pF .

- a) Určete zesílení pro $f_0 = 0 \text{ Hz}$.
b) Najděte šířku pásma pro pokles přenosu o 3 dB,
c) najděte šířku pásma pro pokles přenosu o 0,5 dB.

Nejdříve posoudíme pouze vliv $A_0 = 200 000$ podle vztahu (1) – úkol 1; platí $Z_2 = 0$ a $Z_1 = \infty$, proto $A_N = 1 + 1/A_{OL} = 1 + 0,5 \cdot 10^{-5}$. Tento vliv je zanedbatelný.

Nyní posoudíme vliv vstupní impedance Z_i . Platí $u_o = u_+ = u_i \cdot Z_i / (Z_i + R_1) = u_i \cdot R_1 / (j\omega R_1 C_i + R_1 + R_i)$.

$$\text{Po úpravě dostáváme } u_o/u_i = [R_1 / (R_1 + R_i)] \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_1 C_i / (R_1 + R_i)} \quad (176).$$

Pro $\omega = 0$ je $u_o/u_i = 10^9 / (10^6 + 10^9) = 0,999$. Pro pokles 3 dB musí platit (ω_3 – frekvence „poklesu“ o 3 dB)

$$\omega_3 \cdot R_1 C_i / (R_1 + R_i) = 1,$$

Snadno lze určit, že $j\omega/\omega_T = j\omega/\omega_T$, protože $\omega = 2\pi f$ a $\omega_T = 2\pi f_T$. Nyní již lze tvrdit, že přenos obvodu na obr. 75a v operátorovém tvaru je ($p = j\omega$)
 $A_N(p) = 1/(\beta + p/\omega_T) = \omega_T/(p + \beta \cdot \omega_T)$.
 Laplaceovým obrazem skoku o amplitudě U_i v čase $t = 0$ je $U_i(p) = L[U_i(t)] = U_i/p$.
 Laplaceovým obrazem výstupního napětí $U_o(p)$ je potom výraz
 $U_o(p) = A_N(p) \cdot U_i(p) = U_i \cdot \omega_T / [p \cdot (p + \beta \cdot \omega_T)]$,
 z něhož zpětnou Laplaceovou transformací (za použití stejných vztahů jako v úkolu 7) dostaneme odezvu $u_o(t)$ v časové oblasti
 $[A_N(f = 0) = 1/\beta]$:

$$u_o(t) = L^{-1} \left\{ \omega_T U_i / [p \cdot (p + \beta \omega_T)] \right\} = \frac{U_i}{\beta} [1 - \exp(-\beta \omega_T t)] = A_N(0) \cdot U_i [1 - \exp(-\beta \omega_T t)] \quad (186)$$

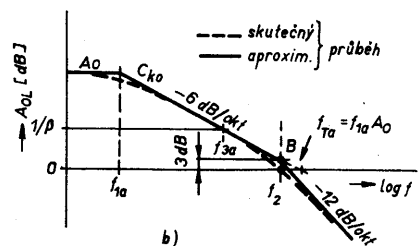
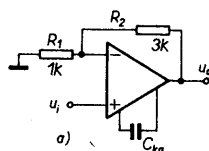
Doba náběhu je definována jako doba potřebná k překonání úrovně 10 až 90 % ustálené hodnoty U_{os} výstupní úrovně. Ustálenou hodnotu dostaneme pro $t \gg 1/(\beta \omega_T)$; $U_{os} = U_i \cdot A_N(0)$. V čase t_a proto platí $0,1 \cdot U_i/\beta = (U_i/\beta) \cdot [1 - \exp(-\beta \omega_T t_a)]$, v čase t_b platí $0,9 \cdot U_i/\beta = (U_i/\beta) \cdot [1 - \exp(-\beta \omega_T t_b)]$.

Po úpravách dostaneme pro dobu náběhu t_n
 $t_n = t_b - t_a = [1/(\beta \omega_T)] \cdot [\ln(1/0,1) - \ln(1/0,9)] = 2,197/(\beta \omega_T)$.

Jestliže nyní dosadíme za $\omega_T = 2\pi f_T$, dostaneme známý vztah $t_n = 2,197/(2\pi \beta f_T) = 0,35/(\beta f_T) = 0,35/f_3$ (187).
 Dosadíme-li za $f_3 = 19,6$ kHz, je $t_n = 17,7 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 17,7 \mu\text{s}$.

ÚKOL 76: Určení korekční kapacity – obr. 76

Je dána korekční kapacita $C_k = 40$ pF. Při této korekční kapacitě je přenos operačního



Obr. 76. a) Zapojení operačního zesilovače s korekční kapacitou, b) znázornění přenosu při $A_{OL}(f_2) = 0$ dB, c) vliv korekčních kapacit – $f_{Ta} C_{ka} \approx f_{Tb} C_{kb}$

zesilovače roven jedné právě na druhém „zlomu“ operačního zesilovače, $f_2 = 1$ MHz. Předpokládejte, že f_T je úměrné převrácené hodnotě kapacity – $1/C_k$.

Určete

- šířku pásma přenosu f_3 a dobu náběhu t_n (pro malý signál),
- minimální hodnotu C_k , aby úhel fázové jistoty byl 45° ,
- odpovídající šířku pásma a dobu náběhu t_n pro korekční kapacitu z bodu b).

Na obr. 76a je zapojení neinvertujícího zesilovače s korekční kapacitou C_{ka} . Proto i zde platí řešení úkolu 1 (upravený tvar), že $A_N = A_{OL}/(1 + \beta A_{OL})$ (188).
 $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$.
 Pokud je $\beta A_{OL} = -1$, jde A_N k nekonečnu; zesilovač bude kmitat. Tuto skutečnost popisuje Nyquistovo kritérium stability. Protože uvažujeme reálný činitel zpětné vazby β , „může“ za celý fázový posuv pouze operační zesilovač.

Pozn. 1: Obecně musíme zkoumat fázi celé smyčky – tedy součinu βA_{OL} a platí obdobné závěry.

Musíme zkoumat, jakou fázi φ_z „vyrobí“ v oblasti frekvence f_3 , kde právě platí $1/\beta = f_T/f_3 = |A_{OL}|$ – viz úkol 73.

Pokud je $|\varphi_z| < 90^\circ$ (při $1/\beta = A_{OL}$), je systém bezvýhradně stabilní. Pro $\varphi_z = 180^\circ$ systém kmitá, záporná zpětná vazba se mění ve vazbu kladnou. Rozdíl mezi fází 180° a fází zesilovače φ_z (při $1/\beta = A_{OL}$) se nazývá úhel fázové jistoty:

$\varphi_j = 180 - |\varphi_z|$.
 Ideální tedy je $\varphi_j = 180^\circ$ ($|\varphi_z| = 0^\circ$), výborně je $\varphi_j \geq +90^\circ$ ($|\varphi_z| \leq 90^\circ$), přípustné je $\varphi_j \geq +45^\circ$ ($|\varphi_z| \leq 135^\circ$).

Pro uvedenou situaci platí, že přenos zesilovače bez zpětné vazby $|A_{OL}(f_2)|$ je právě 0 dB ve druhém zlomu přenosu (f_2 – obr. 76b). V aproximaci pomocí lomených čar to proti výrazu

$$A_{OL} = A_0 / [(1 + jf/f_1) \cdot (1 + jf/f_2)] \quad (189)$$

znamená, že konec úseku se sklonem -6 dB/okt (bod B) je právě o 3 dB „výš“. Bod B aproximace má právě „souřadnice“ ($f_2, \sqrt{2}$). Extrapolovaný tranzitní kmitočet f_T lze tedy určit ze skutečnosti, že v úseku se strmostí -6 dB/okt platí

$f_T/f = |A_{OL}|$,
 platí proto i (korekční kapacita C_{ka}), že $f_{Ta}/f_2 = \sqrt{2}$.

Pro korekční kapacitu $C_{ka} = 40$ pF tedy dostaneme

$$f_{Ta} = \sqrt{2} \cdot f_2 = 1,414 \text{ MHz}.$$

Nyní lze určit i f_{3a} podle vztahu (182) – úkol 73,

$f_{3a} = \beta \cdot f_{Ta} = 1,414 \cdot 1/(1 + 3) = 0,3535 \text{ MHz}$.
 Pro náběžnou dobu t_n lze odhadnout $t_{na} = 0,35/f_{3a} = 1 \mu\text{s}$.

Jde pouze o přibližné hodnoty, protože druhý zlom na přenosu operačního zesilovače je už relativně blízko frekvenci f_{3a} a mělo by se s ním správně při úvahách počítat, což se nestalo.

Každá „závorka“ typu $(1 + jf/f_i)$ „vyrobí“ fázový posuv 0° pro $f = 0$ (přibližně již pro $f = 0,1f_i$), posuv -45° pro $f = f_i$ a fázový posuv -90° pro $f > 10f_i$. Ze situace na obr. 76b je zřejmé, že pro $1/\beta = A_{OL}$ je fáze operačního zesilovače -90° „od zlomu f_1 “ a méně než -45° „od zlomu f_2 “. Situace je proto ještě „dobrá“ – $|\varphi_z| < 135^\circ$ a proto $\varphi_j > 45^\circ$.

Lze určit korekční kapacitu $C_{kb} < C_{ka}$ a tak zvýšit extrapolovaný tranzitní kmitočet na f_{Tb} . Platí totiž, že $f_{Ta} = k/C_{ka}$, kde k je konstanta popisující fyzikální vlastnosti konkrétního operačního zesilovače. Současně proto platí $f_{Tb} = k/C_{kb}$. „Srovnáním“ konstanty k z obou uvedených vztahů dospějeme k velmi užitečnému vztahu

$$f_{Ta}/f_{Tb} = C_{kb}/C_{ka} \quad (190),$$

který nám umožní odhadovat změnu f_T se změnou korekční kapacity.

Hranici pro nejmenší korekční kapacitu vymezuje požadavek $\varphi_j = 45^\circ$. Musí tedy platit, že fázový posuv $|\varphi_z|$ operačního zesilovače je právě 135° . Je zřejmé, že tato situace nastává právě na druhém zlomu přenosu (f_2), kde tento druhý zlom „přispěje“ právě posuvem -45° (a první zlom již spolehlivě „dodá“ svých -90°). Můžeme proto posunout A_{OL} tak, aby právě platilo $|A_{OL}| = 1/\beta$ při $f = f_2$ – viz obr. 76c. Změnou C_k se neovlivní f_2 – pouze extrapolovaná frekvence f_T – hodnota f_{Tb} . I zde budeme respektovat skutečnost, že poloha bodu B' je o 3 dB „výše“ než u skutečného průběhu přenosu.

Pozn. 1: Ve skutečnosti si nějakou fázi „přidá“ i zpětnovazební obvod – tedy β – a obvod by při této korekci již pravděpodobně kmital.

Koncový bod B' úseku se sklonem přenosu -6 dB/okt proto bude mít souřadnice ($f_2; 1/\beta + 3\text{dB} \approx \sqrt{2}/\beta$). Nyní lze určit nový extrapolovaný tranzitní kmitočet f_{Tb} :

$f_{Tb}/f_2 = \sqrt{2}/\beta$,
 po dosazení dostáváme $f_{Tb} = f_2 \cdot \sqrt{2} \cdot 4 = 5,657 \text{ MHz}$.

Nyní již můžeme určit korekční kapacitu C_{kb} ze vztahu $f_{Ta}/f_{Tb} = C_{kb}/C_{ka}$. Dostaneme $C_{kb} = C_{ka} \cdot f_{Ta}/f_{Tb} = C_{ka}/4 = 10 \text{ pF}$.

Orientačně lze i určit $f_{3b} = \beta \cdot f_{Tb} = 1,4 \text{ MHz}$ a $t_{nb} = 0,35/f_{3b} = 248 \text{ ns}$. Výhrydy uvedené u výpočtu f_{3a} a t_{na} však platí ještě ve větší míře.

ÚKOL 77: Výpočet korekční kapacity – obr. 77

Je známo, že při korekční kapacitě $C_{ka} = 30$ pF je tranzitní frekvence $f_{Ta} = 1$ MHz, při $C_{kb} = 0$ pF je tranzitní (extrapolovaná) frekvence $f_{Tb} = 21$ MHz, druhý zlom $f_2 = 1$ MHz. Uvažujte vliv parazitní kapacity C_p ,

takže skutečná korekční kapacita $C'_k = C_k + C_p$.

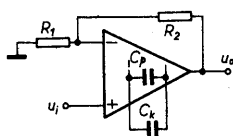
- Určete f_T pro $C_{kc} = 3 \text{ pF}$,
- šířku pásma f_3 pro $R_2 = 39 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ a $C_{ka} = 30 \text{ pF}$,
- f_3 pro $C_{kc} = 3 \text{ pF}$,
- pro $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ takovou korekční kapacitu C_k , aby úhel fázové jistoty byl 45° a odhadněte f_3 .

Situace je obdobná úkolu 76. Pro extrapolované tranzitní frekvence platí $f_{Ta}/f_{Tb} = C'_{kb}/C'_{ka}$, kde $C'_{kb} = C_{kb} + C_p$, $C'_{ka} = C_{ka} + C_p$, C_p je parazitní kapacita mezi korekčními vývody operačního zesilovače, nečárkované jsou externí korekční kondenzátory.

Známe-li dva údaje ($C_{kb} = 0$, $f_{Tb} = 21 \text{ MHz}$) a ($C_{ka} = 30 \text{ pF}$, $f_{Ta} = 1 \text{ MHz}$), lze určit, že $1/21 = (0 + C_p)/(30 \text{ pF} + C_p)$. Jednoduchou úpravou dostaneme $C_p = 30 \text{ pF}/20 = 1,5 \text{ pF}$. Nyní již lze určit, že pro $C_{kc} = 3 \text{ pF}$ je skutečná korekční kapacita $C'_k = 3 \text{ pF} + 1,5 \text{ pF} = 4,5 \text{ pF}$. Dále musí platit $f_{Tc}/f_{Ta} = C'_{ka}/C'_{kc}$,

tedy $f_{Tc} = [(30 + 1,5)/4,5] \cdot f_{Ta} = 7 \text{ MHz}$. Pro $C_{ka} = 30 \text{ pF}$ je $C'_{ka} = 30 + 1,5 = 31,5 \text{ pF}$ a $f_{Ta} = 1 \text{ MHz}$. Dále $f_{3a} = \beta \cdot f_{Ta} = 1 \text{ MHz}/40 = 25 \text{ kHz}$. Pro $C_{kc} = 3 \text{ pF}$ je $f_{Tc} = 7 \text{ MHz}$ a $f_{3c} = 7 \text{ MHz}/40 = 175 \text{ kHz}$.

Pro $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ je $\beta = 1/4 = 0,25$. Problém byl podrobně řešen v úkolu 76. Úhel fázové jistoty 45° dosáhneme takovým posuvem (korekcí) A_{OL} , aby platilo $1/\beta = A_{OL}$ právě na frekvenci druhého zlomu, přičemž v bodě zlomu platí při aproximaci lomenou čarou právě $A'_{OL}(f_2) = \sqrt{2}/\beta$ (skutečnost je o 3 dB „pod“ bodem zlomu B' – obr. 76). Proto musí platit pro „povolený“ extrapolovaný kmitočet $f_T/f_2 = \sqrt{2}/0,25 = 4\sqrt{2}$, tedy $f_T = f_2 \cdot 5,657 = 5,657 \text{ MHz}$. Dále použijeme vztah $f_{Ta}/f_T = C'_k/C'_{ka}$ a $C_k = C'_k + 1,5 \text{ pF}$. Potom $C'_k = C'_{ka} \cdot f_{Ta}/f_T$; $C_k = C'_{ka} \cdot f_{Ta}/f_T - 1,5 \text{ pF} = 4,07 \text{ pF}$. Šířku pásma lze odhadnout na $f_3 \approx f_2 = 1 \text{ MHz}$.

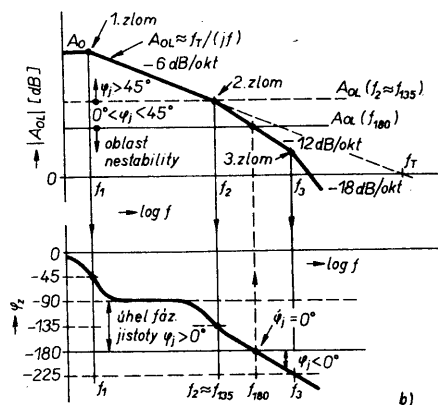
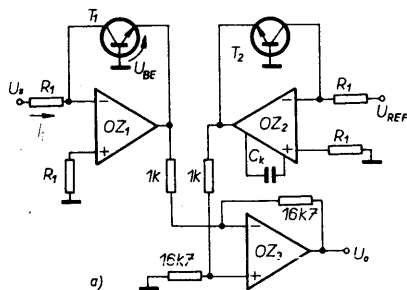


Obr. 77. Neinvertující zapojení operačního zesilovače s vyznačením vlivu parazitní kapacity C_p

ÚKOL 78: Stabilita operačního zesilovače – obr. 78

Je dáno $f_1 = 10 \text{ Hz}$, $f_2 = 1 \text{ MHz}$, $f_3 = 4 \text{ MHz}$; při $C_k = 50 \text{ pF}$ je $f_T = 1 \text{ MHz}$ (extrapolovaná hodnota). Dokažte, že

- $U_o = (1,0 \text{ V}) \cdot \log(U_s/U_{REF})$ pro U_s, U_{REF} kladné;
- stupeň zpětné vazby (pro malý signál) je $\beta_1 = U_s/U_T$ pro OZ_1 a $\beta = U_{REF}/U_T$ pro OZ_2 .
- Pro jaké U_s a U_{REF} je obvod stabilní?



Obr. 78. Zapojení logaritmického zesilovače (a), b) znázornění přenosu OZ bez zpětné vazby $|A_{OL}|$ a fázových poměrů

- Jestliže má být logaritmický zesilovač stabilní pro $U_s = U_{REF} = 1 \text{ V}$, jaký musí být kmitočet prvního zlomu f_1 ? Jaká je potřebná korekční kapacita, je-li $f_1 = 10 \text{ Hz}$ při $C_k = 50 \text{ pF}$?
- Zopakujte zadání bodu d) pro $U_s, U_{REF} = 50 \text{ V}$.
- Najděte šířku pásma při $C_k = 20 \text{ nF}$ a $U_s = 100 \text{ mV}$, 1 V a 5 V pro malý signál.
- Předpokládejte, že pro OZ je $I_{omax} = 25 \text{ mA}$, vstupní proud $I_{IB} = 10 \text{ nA}$, vstupní proudová nesymetrie $I_{IO} = 1 \text{ nA}$. Určete povolený rozsah R_1 tak, aby chyba od $U_s = 10 \text{ mV}$ do 100 V nepřesáhla 1 %.

Požadavek a) je podrobně objasněn v úkolu 12. Stupeň zpětné vazby dokážeme stanovit, určíme-li přenos tranzistoru z emitoru do kolektoru. Tranzistory ve zpětné vazbě lze považovat z hlediska malých signálů za zesilovač v zapojení se společnou bází (neobrací fázi), jehož zesílení je dáno poměrem kolektorového odporu (zde R_1) a emitorového odporu tranzistoru r_e , který musíme určit. Pro proud emitoru tranzistoru platí přibližný vztah

$$I_E \approx I_K \approx I_{KO} \cdot \exp(U_{BE}/U_T)$$

Pro dynamický odpor emitoru r_e platí $r_e = dU_{BE}/dI_E = 1/(dI_E/dU_{BE})$, $dI_E/dU_{BE} = I_{KO} \cdot \exp(U_{BE}/U_T) \cdot (1/U_T) = I_E/U_T$. Pro dynamický odpor emitoru tedy platí $r_e = U_T/I_E$ (191), kde U_T je teplotní napětí,

I_E je stejnosměrný proud emitoru. Pro ideální operační zesilovač platí $I_E = U_s/R_1$ ($I_E = U_{REF}/R_1$), proto $r_e = R_1 \cdot U_T/U_s$.

Zesílení zapojení se společnou bází ($\Delta U_K/\Delta U_{BE} = R_1/r_e = U_s/U_T = \beta_1$) (192) je současně stupeň zpětné vazby operačního zesilovače OZ_1 .

Pro OZ_2 je $\beta_2 = U_{REF}/U_T$.

Známe-li stupeň zpětné vazby a vlastnosti operačního zesilovače, můžeme zkoumat průsečík závislosti $1/\beta$ s přenosem $|A_{OL}|$ zesilovače a tak určit podmínky stability. V úkolu 76 byl zkoumán model OZ se dvěma zlomy f_1, f_2 . Takový model vytvoří největší fázový posuv 180° a v zásadě je vždy stabilní (neuvažujeme žádný posuv fáze ve zpětnovazebním obvodu). Reálné operační zesilovače však mají i další zlomy na přenosové charakteristice A_{OL} a proto fáze vždy hodnotu 180° překročí – obvod může kmitat, pokud úhel fázové jistoty není dostatečný. Další zhoršení situace vyplývá z reálných vlastností zpětnovazebních obvodů. V zadání jsou uvedeny tři zlomové frekvence operačního zesilovače – obr. 78b. Pro frekvence f mnohem větší než f_1 a mnohem menší než f_2 ($f_1 \ll f \ll f_2$) je fáze operačního zesilovače prakticky -90° . Fázového posuvu 180° dosahuje operační zesilovač mezi zlomem f_2 a f_3 . Přibližně platí, že k tomu dochází na frekvenci f_{180} , která je určena jako geometrický střed z hodnot f_2 a f_3 :

$$f_{180} = \sqrt{f_2 \cdot f_3} \quad (193).$$

Dokážeme-li zjistit $A_{OL}(f_{180})$, stačí zajistit podmínku

$$1/\beta > |A_{OL}(f_{180})|.$$

Potom je úhel fázové jistoty $\varphi_1 > 0$, obvod nekmitá, je stabilní.

Přenos operačního zesilovače se třemi zlomy podle obr. 78b lze popsat vztahem (f_3 – zde frekvence třetího „zlomu“)

$$A_{OL} = A_0 / [(1 + jf/f_1) \cdot (1 + jf/f_2) \cdot (1 + jf/f_3)].$$

Zajímá nás situace na frekvenci $f_{180} = \sqrt{f_2 \cdot f_3}$. Jistě platí, že f_{180} je mnohonásobně větší než f_1 a proto můžeme psát $A_{OL}(f_{180}) \approx A_0 / [(j\sqrt{f_2 f_3}/f_1) \cdot (1 + j\sqrt{f_2 f_3}/f_2) \cdot (1 + j\sqrt{f_2 f_3}/f_3)]$

Po úpravách dostaneme ($j^2 = -1$), že $A_{OL}(f_{180}) \approx -A_0 f_1 / (f_2 + f_3) = -f_T / (f_2 + f_3)$ (194), kde $f_T = A_0 f_1$ je extrapolovaný tranzitní kmitočet.

Aby byl systém stabilní, musí platit

$$1/\beta > f_T / (f_2 + f_3) \quad (195).$$

f_3 je frekvence třetího „zlomu“.

Poznámka: Hodnotíme-li fázi a přenos celé zpětnovazební smyčky $\beta \cdot A_{OL}$, platí stejná úvaha s tím, že zkoumáme průsečík s osou 0 dB – tedy $|\beta \cdot A_{OL}| = 1$. Zde totiž opět platí $1/\beta = |A_{OL}|$ a zajímá nás nyní fáze operačního zesilovače i zpětnovazebního obvodu – tedy součet jejich fází.

Platí-li pro operační zesilovač, že f_3 je mnohem větší než f_2 , není nutné vliv f_3 na poměry v obvodu uvažovat. Zlom f_3 téměř „nepřidává“ fázový posuv ve zlomu f_2 . Můžeme předpokládat, že na f_2 je $|\varphi_2| \approx 135^\circ$ a stačí proto volit $1/\beta \approx |A_{OL}(f_2)|$ a úhel fázové jistoty $\varphi_1 \approx 45^\circ$. Chceme-li zaručit φ_1 větší než 45° , musíme volit $1/\beta > |A_{OL}(f_2)|$. Stačí tedy určit $A_{OL}(f_2)$ člen $(1 + jf/f_3)$ již neuvažujeme; $f_2/f_3 \gg 1$: $A_{OL}(f_2) \approx A_0 / [(1 + jf_2/f_1) \cdot (1 + jf_2/f_2)] = A_0 / [(jf_2/f_1) \cdot (1 + j)]$

Po úpravě dostaneme pro absolutní hodnotu přenosu operačního zesilovače na frekvenci druhého zlomu f_2 $|A_{OL}(f_2)| = A_0 f_1 / (\sqrt{2} f_2) = f_T / (\sqrt{2} f_2)$. Platí tedy, že pro úhel fázové jistoty $\varphi_1 > 45^\circ$ musíme zajistit

$$1/\beta > |A_{OL}(f_2)| = f_T / (\sqrt{2} f_2) \quad (196).$$

Tento vztah přesně souhlasí s tím, co vyplývá z úvah v úkolu 76.

Pro daný operační zesilovač je $f_1 = 10 \text{ Hz}$, $f_2 = 1 \text{ MHz}$ a $f_3 = 4 \text{ MHz}$ (operační zesilovač „z rodiny 741“). Má-li být OZ stabilní musí-
zaručit, aby platil vztah (195)
 $1/\beta > 10^6/(10^6 + 4 \cdot 10^6) = 1/6 = 0,2$.
Protože $\beta_1 = U_s/U_T$, musí platit $U_T/U_s > 1/5$, tedy U_s je menší než $5U_T = 5,26 \text{ mV}$
 $= 130 \text{ mV}$. Stejný závěr platí i pro $\beta_2 = U_{REF}/U_T$.

Není-li možné omezit požadavky na činitel zpětné vazby β , musíme vztah (195) upravit do podoby
 $f_T < (f_2 + f_3)/\beta$ (195a)

a pomocí korekční kapacity operačního zesilovače upravit f_T tak, aby podmínka stability byla splněna. Pro dané poměry to znamená, že musí platit
 $f_T < (f_2 + f_3) \cdot U_T/U_s$.

Požadujeme-li $U_s = 1 \text{ V}$, dostaneme
 $f_{Ta} < 5 \text{ MHz} \cdot 25 \cdot 10^{-3}/1 = 125 \text{ kHz}$,
aby byl zesilovač stabilní. Požadujeme-li $f_{Ta} = 125 \text{ kHz}$, a pro $C_k = 50 \text{ pF}$ je $f_1 = 10 \text{ Hz}$ a $f_T = 1 \text{ MHz}$, stačí korekční kapacitu zvětšit v poměru $f_T/f_{Ta} = 1 \text{ MHz}/125 \text{ kHz} = 8$; potřebná korekční kapacita tedy je $C_{ka} = 50 \cdot 8 = 400 \text{ pF}$. V odpovídajícím poměru se sníží frekvence prvního zlomu:
 $f_{1a} = f_1/8 = 1,25 \text{ Hz}$.

Požadujeme-li $U_s = 50 \text{ V}$, dostaneme
 $f_{Tb} = 5 \text{ MHz} \cdot 25 \cdot 10^{-3}/50 = 2,5 \text{ kHz}$.
Korekční kapacita $C_{kb} = 50 \text{ pF} \cdot f_T/f_{Tb} = 50 \cdot 10^6/(2,5 \cdot 10^3) = 50 \cdot 400 = 20\,000 \text{ pF} = 20 \text{ nF}$. První zlom operačního zesilovače bude na frekvenci $f_{1b} = 10 \text{ Hz}/400 = 0,025 \text{ Hz}$.

Pokud známe činitel zpětné vazby β , můžeme určit i šířku pásma f_{3d} pro pokles přenosu o 3 dB podle vztahu (182) z úkolu 73 (zde f_{3d} kvůli odlišení od zlomu f_3):
 $f_{3d} = \beta \cdot f_T = f_T \cdot U_s/U_T$.

Pro $C_{kb} = 20 \text{ nF}$ je $f_{Tb} = 2,5 \text{ kHz}$, proto dostaneme
 $f_{3d} (U_s = 100 \text{ mV}) = 0,1 \cdot 2,5 \cdot 10^3/(25 \cdot 10^{-3}) = 10 \text{ kHz}$;
 $f_{3d} (U_s = 1 \text{ V}) = 1 \cdot 2,5 \cdot 10^3/(25 \cdot 10^{-3}) = 100 \text{ kHz}$;
 $f_{3d} (U_s = 5 \text{ V}) = 5 \cdot 2,5 \cdot 10^3/(25 \cdot 10^{-3}) = 500 \text{ kHz}$.

To, že frekvence f_{3d} je vyšší než frekvence f_T je možné pouze díky tomu, že činitel zpětné vazby β je větší než 1 – ve zpětné vazbě je z hlediska „malého signálu“ zesilovač. „Co chybí operačnímu zesilovači při dané korekci, to nadežene zpětná vazba“. Ve většině případů je v praxi zpětná vazba pasivní, činitel zpětné vazby β je menší než 1 a f_{3d} je menší než f_T .

Při řešení úkolu g) vyjdeme ze skutečnosti, že největší proud bude protékat rezistorem R_1 při $U_{smax} = 100 \text{ V}$. Musí platit $U_{smax}/R_1 < I_{omax}$, aby operační zesilovač pracoval v povoleném pracovním režimu. Proto
 $R_1 > U_{smax}/I_{omax} = 100/25 \text{ mA} = 4 \text{ k}\Omega$. (197)

Nyní musíme vyšetřit chování obvodu při malých proudtech I_1 . Vzhledem k tomu, že jsou v obou vstupech zařazeny stejné rezistory R_1 , uplatňuje se pouze proudová nesymetrie $I_{O1} = 1 \text{ nA}$, vliv I_{IB} se kompenzuje. Proto musí platit pro chybu 1 %, že
 $I_{1min} > 100 I_{O1}$.
Proud $I_{1min} = U_{smin}/R_1$. Pokud je velikost U_{smin} předepsána, musíme určit odpor R_{1max}
 $R_{1max} = U_{smin}/(100 \cdot I_{O1}) = 10 \cdot 10^{-3}/(100 \cdot 10^{-9}) = 100 \text{ k}\Omega$ (198).

Máme-li splnit požadavky bodu g), musíme volit R_1 od 4 do 100 k Ω .

Pokud by byly tranzistory T_1 a T_2 zapojeny jako diody, změní se podstatně podmínky stability v obvodu. Na obr. 78a se tranzistory chovají jako aktivní členy se zesílením (pro malý signál) a ze vztahu (192) je zřejmé, že může platit $\beta_1 > 1$, $\beta_2 > 1$ ($U_s > U_T$, $U_{REF} > U_T$). Jsou-li tranzistory zapojeny jako diody (báze spojena s kolektorem), je činitel zpětné vazby určen vztahem

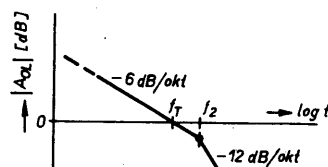
$$\beta = R_1/(R_1 + r_D) \quad (199),$$

kde $r_D = U_T/I_D$,
 $I_D = U_s/R_1$ je stejnosměrný proud diodou.

Po dosazení do (199) dostaneme
 $\beta \approx 1/(1 + U_T/U_s)$ (200);
vždy platí $\beta < 1$.

Podíl $1/\beta$ pro $\beta < 1$ nemůže „klesnout“ tak hluboko jako pro činitel zpětné vazby větší než 1. Obvod bude „stabilnější“ pro větší U_s (U_{REF}). Na druhé straně bude ovšem pomalejší, protože $f_{3d} = \beta \cdot f_T$ je nyní také menší.

ÚKOL 79: Operační zesilovač má $f_T = 1,5 \text{ MHz}$ a $f_2 = 6 \text{ MHz}$.



Obr. 79. Vyznačení f_T a druhého zlomu

Určete šířku pásma pro pokles přenosu o 3 dB, je-li zesílení $A_N(0) = 50$.

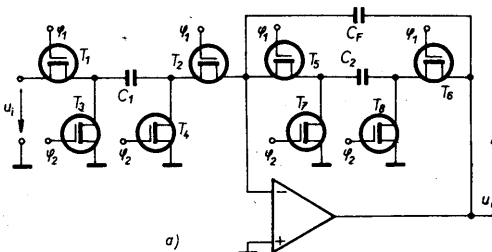
Ze zadání je zřejmé, že druhý zlom je pod osou 0 dB a systém je proto stabilní. Lze použít vztah (182) – úkol 73

$f_3 \approx \beta \cdot f_T$,
pouze si musíme uvědomit, že $A_N(0) = 1/\beta$.
Proto
 $f_3 \approx f_T/A_N(0) = 1,5 \text{ MHz}/50 = 30 \text{ kHz}$.

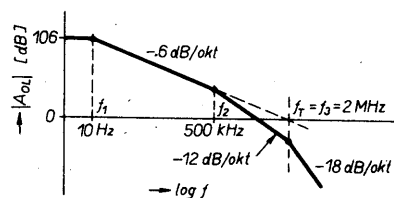
ÚKOL 80: Operační zesilovač má $A_o = 106 \text{ dB}$, $f_1 = 10 \text{ Hz}$, $f_2 = 500 \text{ kHz}$ a $f_3 = 2 \text{ MHz}$.

Najděte minimální zesílení A_N , při kterém bude úhel fázové jistoty $\varphi_1 = 45^\circ$.

Problém je řešen v rámci úkolu 78, vztah (196). V mezním případě právě platí
 $1/\beta = A_N = f_T/(\sqrt{2}f_2)$.
Extrapolovanou tranzitní frekvenci určíme ze vztahu



Obr. 81.a) Dolní propust s přepínacími kondenzátory, b) dvoufázové řídicí spínací napětí s periodou T_s – frekvencí f_s , c) poměry na ekvivalentním rezistoru, d) zapojení ekvivalentní k zapojení z obr. 81a, e) znázornění přenosu klasického a spínacího filtru, d) blokové schéma systému se spínacími filtry



Obr. 80. Vyznačení f_1 , f_2 , f_3 a f_T

$f_T = A_o \cdot f_1 = 10^{(106/20)} \cdot 10 \text{ Hz} = 200\,000 \cdot 10 = 2 \text{ MHz}$. Proto

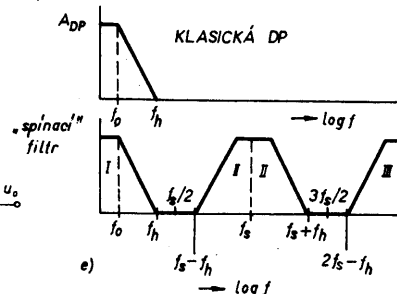
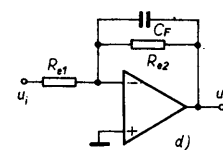
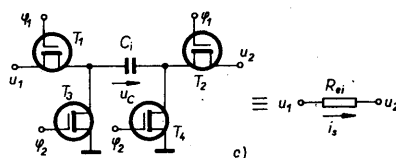
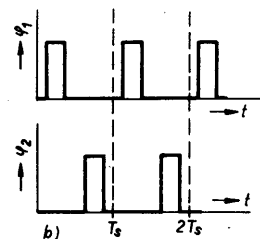
$A_N = 2 \cdot 10^6/(\sqrt{2} \cdot 0,5 \cdot 10^6) = 2,88$.
Pro zesílení A_N větší než 2,88 bude úhel fázové jistoty větší než 45° , zesilovač bude stabilní.

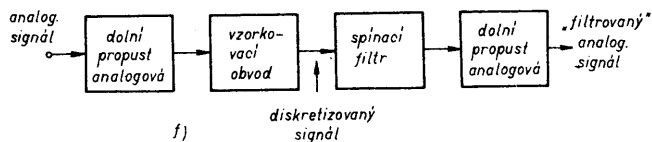
ÚKOL 81: Dolní propust s přepínacími kondenzátory – obr. 81

Dokažte, že přenos obvodu je popsán vztahem

$A_{DP} = -(C_1/C_2)/[1 + j\omega C_F/(C_2 f_s)]$,
jsou-li tranzistory MOS sepnuty při vysoké úrovni a rozepnuty při nízké úrovni. Průběh řídicích úrovní φ_1 a φ_2 je na obr. 81b. Předpokládejte, že řídicí frekvence $f_s = 1/T_s$ je řádově vyšší než nejvyšší frekvence signálu na vstupu obvodu.

Kombinace tranzistorů T_1, T_2, T_3, T_4 spolu s kondenzátorem C_1 tvoří ekvivalentní rezistor R_{e1} , jehož odpor odpovídá velikosti C_1 a spínací frekvenci f_s . Kombinace tranzistorů T_5, T_6, T_7, T_8 s kondenzátorem C_2 tvoří ekvivalentní rezistor R_{e2} .





Základní situace je na obr. 81c. Ve fázi φ_1 jsou sepnuty tranzistory T_1 a T_2 , kondenzátor C_1 se nabije na napětí

$$u_C = u_1 - u_2.$$

Tomu odpovídá náboj kondenzátoru

$$Q_C = C_1 u_C = C_1 (u_1 - u_2).$$

Ve fázi φ_2 se sepnou tranzistory T_3 , T_4 ; kondenzátor C_1 se vybijí, napětí u_C je nulové.

Znamená to, že za jednu periodu $T_s = 1/f_s$ „projde“ kondenzátorem C_1 náboj $Q_C = C_1(u_1 - u_2)$. Známe-li náboj a časový interval T_s , lze určit střední hodnotu proudu i_s z toho, že musí platit

$$T_s \cdot i_s = Q_C.$$

Lze tedy určit, že střední (ekvivalentní) proud procházející v popisovaném režimu kondenzátorem je

$$i_s = Q_C / T_s = C_1 (u_1 - u_2) / T_s \quad (200).$$

Ekvivalentním odporem R_{ei} musí protékat rovněž proud i_s , přičemž platí

$$i_s = (u_1 - u_2) / R_{ei} \quad (201),$$

z rovnosti proudů i_s již snadno určíme, že $C_1 (u_1 - u_2) / T_s = (u_1 - u_2) / R_{ei}$.

Po úpravě dostaneme pro ekvivalentní odpor vztah

$$R_{ei} = T_s / C_1 = 1 / (f_s C_1) \quad (202).$$

Změnou řídicí frekvence f_s lze řídit odpor ekvivalentního rezistoru R_{ei} .

Nahradíme-li C_1 a C_2 odpovídajícími ekvivalentními rezistory R_{e1} a R_{e2} , dostaneme zapojení na obr. 81d. Takový obvod byl ovšem zkoumán v úkolu 7, snadno proto určíme, že

$$u_o / u_i = (-R_{e2} / R_{e1}) / (1 + j\omega C_F R_{e2}).$$

Po dosazení za R_{e1} a R_{e2} dostaneme

$$u_o / u_i = -(C_1 / C_2) / [1 + j\omega C_F / (C_2 f_s)].$$

Zapojení na obr. 81a tedy popisuje přenosovou funkci typu (bez ohledu na znaménko)

$$T(f) = (C_1 / C_2) / (1 + jf / f_o) \quad (203),$$

kde $(\omega = 2\pi f)$

$$f_o = f_s C_2 / (2\pi C_F) \quad (204).$$

Jedná se o dolní propust s poklesem přenosu o 3 dB na frekvenci f_o , přičemž dolní frekvenci lze přímo řídit přepínací frekvencí f_s – vztah (204).

Ve skutečnosti se jedná pouze o principiální demonstraci spínacích (přepínacích) filtrů. Nejde již o analogový, ale o diskrétní proces – signál spojitý je „rozsekán“ přepínací frekvencí f_s . Pro využití takového filtru musí být splněny jisté předpoklady. Prvním předpokladem je, že vstupní napětí u_i se během periody T_s výrazně nemění. Proto je filtru obvykle předřazen vzorkovací obvod.

Druhá podmínka plyne z vlastností filtru řízeného frekvencí f_s . Přenos klasické dolní propusti je znázorněn na obr. 81e, současně je zobrazen i přenos spínacího filtru „stejných vlastností“. Mimo požadované dolní propusti – oblast I – se přenos klasické dolní propusti „namoduluje“ i na frekvence f_s , $2f_s$,

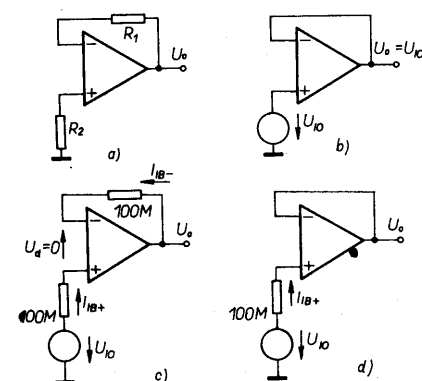
... vzniknou další nežádoucí pásma II, III, Odvozený přenos spínacího filtru platí proto pro frekvence $f < f_s/2$. Pokud není tato podmínka dodržena, dojde k průniku žádoucího pásma I s pásmem II, vzniká neodstranitelná chyba.

Proto se v praxi předřazuje dolní propust, která omezí horní frekvenci f_h vstupního signálu tak, že platí $f_h < f_{smin}/2$, kde f_{smin} je minimální spínací frekvence, které bude použito.

Aby se na výstupu neprojevil vliv spínání, zařazuje se ještě výstupní analogový filtr, který odstraní nežádoucí vyšší harmonické složky „obdělí“. Celkové schéma spínacího filtru je blokově na obr. 81d.

Je zřejmé, že takové uspořádání se vyplatí jen tehdy, realizuje-li spínací filtr složité přenosové funkce. Pro jednu dolní propust prvního řádu by se naznačené uspořádání jistě nevyplatilo.

ÚKOL 82: Zapojení pro určení U_{IO} , I_{IB} , I_{IO} – obr. 82



Obr. 82. a) Základní zapojení pro určení U_{IO} , I_{IB} , I_{IO} , b, c, d) – jednotlivé možnosti

Víte, že $U_o = 2,2$ mV při $R_1 = R_2 = 0$, $U_o = 20$ mV při $R_1 = R_2 = 100$ M Ω , $U_o = -120$ mV při $R_1 = 0$ a $R_2 = 100$ M Ω .

Určete

- vstupní napěťovou nesymetrii U_{IO} ,
- vstupní klidový proud I_{IB} ,
- vstupní proudovou nesymetrii I_{IO} .

Náhradní schéma pro $R_1 = R_2 = 0$ je na obr. 82 b. Operační zesilovač již považujeme za ideální – bez napěťové nesymetrie – ta je „vysunuta ven“ z obvodu. Platí potom přímo, že vstupní napěťová nesymetrie (zbytkové napětí) je

$$U_o = U_{IO} = 2,2$$
 mV.

Situace pro $R_1 = R_2 = 100$ M Ω je na obr. 82c. I zde již uvažujeme ideální stav, $U_d = 0$. Potom platí

$$U_o = 100$$
 M $\Omega \cdot I_{IB-} - 100$ M $\Omega \cdot I_{IB+} + U_{IO}$

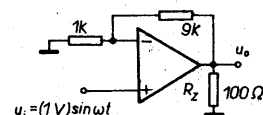
Po úpravě dostáváme pro vstupní proudovou nesymetrii

$$I_{IO} = I_{IB-} - I_{IB+} = (U_o - U_{IO}) / 100$$
 M Ω = (20 mV - 2,2 mV) / 100 M Ω = 178 pA.

Stejným postupem získáme z obr. 82d, že $U_o = U_{IO} - I_{IB+} \cdot 100$ M Ω , odsud po úpravě dostáváme $I_{IB+} = (U_o - U_{IO}) / 100$ M Ω = [2,2 - (-120) / 100] [mV / M Ω] = 1,22 nA.

Použijeme-li dobrý milivoltmetr, lze uve- dené základní „stejněměrné“ chyby operačního zesilovače měřit přímo v jednoduchých uvedených zapojeních. Při použití rezistorů 100 M Ω lze ovšem očekávat značné rušivé jevy. Přes rezistory 100 M Ω lze přemostit kondenzátory, jejichž vlastnosti ovšem musí být vynikající (beze svodů).

ÚKOL 83: Vliv omezení výstupního proudu (I_{omax}) na výstupní napětí



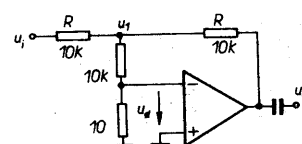
Obr. 83. Neinvertující zesilovač s přetíženým výstupem

Nechť $|I_{omax}| = 20$ mA. Určete U_o pro poměry na obr. 83

Na obr. 83 je běžný neinvertující zesilovač. Pokud by byla zátěž R_z vhodná, platilo by $u_o = (1 + 9/1) \cdot u_i = 10 \cdot u_i$.

Zde je však výstup proudově přetížen – OZ nemůže dodat větší proud než ± 20 mA. Znamená to, že mezní výstupní napětí $U_{omax} = R_z \cdot I_{omax} = 100 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 2$ V. Na výstupu proto bude sinusovka, ovšem omezená při dané zátěži na úrovních ± 2 V.

ÚKOL 84: Zapojení pro určení zesílení bez zpětné vazby – A_{OL} , obr. 84



Obr. 84. Zapojení pro určení A_{OL}

Nechť $-u_o = u_i = 5$ V a $u_i = 20$ mV. Určete A_{OL} bez zpětné vazby.

Ze situace na obr. 84 je zřejmé, že platí $u_d = u_i \cdot 10 / (10 + 10^4) \approx u_i \cdot 10^{-3}$. Rezistory $R = 10$ k Ω uzavírají zpětnou vazbu tak, že $u_o = -u_i$, lze proto velmi jednoduše definovat velikost u_o i frekvenci – tedy podmínky měření. Za uvedených podmínek proto platí

$$A_{OL} = |u_o| / |u_d| = |u_o| \cdot 10^3 / u_i = 5 \cdot 10^3 / (20 \cdot 10^{-3}) = 250$$
 000 (108 dB).

ÚKOL 85: Zapojení pro určení vlivu změn napájecího napětí – obr. 85

Ať $u_o = 2$ mV na frekvenci 1 kHz, určete činitel potlačení změn napájecího napětí SVR v dB.

Uvažujeme, že rušivé napětí u_r od střídavé složky u_n napájecího napětí proniká přímo na vstup operačního zesilovače. Potom pro

MĚŘENÍ STŘÍDY SROVNÁVACÍ OSCILOSKOPICKOU METODOU

Ing. František Kobza

Článek pojednává o vyhodnocování a měření střidy napětí pravoúhlého průběhu srovnávací osciloskopickou metodou. V současné době nejsou k dispozici žádné elektronické ani číslicové přístroje na přímé měření střidy napětí pravoúhlého průběhu. Stávajícími měřicími metodami je možné pouze vypočítat střidu podle určitého vztahu na základě zjištěných úseků délky impulsu a mezery na stínítku obrazovky osciloskopu. Při čtení velikostí těchto úseků však vzniká chyba subjektivní i chyba vzniklá zkreslením zobrazovaného průběhu napětí na obrazovce. Tento způsob je zdoluhavý, pracný a málo přesný.

Znalost velikosti střidy je důležitá při návrhu multivibrátoru, neboť je jedním z požadavků (vedle opakovacího kmitočtu) pro návrh a výpočet klopného obvodu. Znalost střidy je také důležitá pro různá elektronická měření, testování elektronických a číslicových obvodů a zařízení a dále při měření kmitočtu napětí pravoúhlého průběhu srovnávací osciloskopickou metodou.

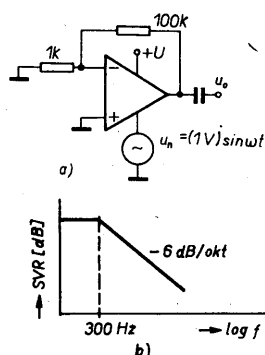
Definice střidy

U napětí pravoúhlého průběhu je vedle amplitudy, opakovacího kmitočtu, doby kmitu (periody), strmosti hran (časové konstanty) a šířky impulsu (popř. mezery) důležitá také střida (neboli impulsní poměr).

Střida vyjadřuje vzájemný vztah mezi šířkou impulsu a dobou kmitu (periodou), popř. mezi šířkou impulsu a šířkou mezery. Z toho je zřejmé, že jsou dvě definice střidy.

Na obr. 1 jsou průběhy napětí v symetrickém a v nesymetrickém režimu a důležité údaje pro výpočet střidy:

$$a) \beta = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{t_1}{T} = t_1 f \quad (1),$$



Obr. 85. a) Zapojení pro určení SVR, b) typická závislost na frekvenci

výstupní napětí u_o platí za uvedených poměrů

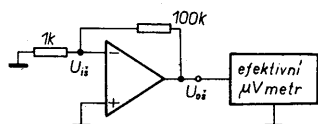
$$|u_o| = 100 \cdot u_n$$

Pro SVR platí

$$SVR = 20 \log (u_n/u_i) = 20 \log [(100 \cdot u_n)/u_o] = 20 \log [100/(2 \cdot 10^{-3})] = 94 \text{ dB}$$

Typická závislost SVR na frekvenci je na obr. 85b. Popisována je situace pro záporné napájecí napětí. Naprosto stejným způsobem lze hodnotit vliv změn kladného napájecího napětí. Obecně není vliv změn v kladné a záporné napájecí větvi stejný.

ÚKOL 86: Ekvivalentní napětí vstupního šumu – obr. 86



Obr. 86. Měření šumového napětí

Nechť je efektivní hodnota šumového napětí na výstupu

$$U_{os} = 200 \mu V$$

a) Určete ekvivalentní vstupní šumové napětí U_{is} (ef. hodnotu).

b) Operační zesilovač má tranzitní frekvenci $f_T = 1 \text{ MHz}$. Určete spektrální hustotu vstupního šumového napětí u_{is} .

Hodnotu U_{is} zjistíme snadno ze zesílení zapojení na obr. 86. Musí platit $U_{is} = U_{os}/100 = 2 \mu V$.

Je-li $f_T = 1 \text{ MHz}$, lze určit, že šířka pásma pro pokles přenosu o 3 dB je

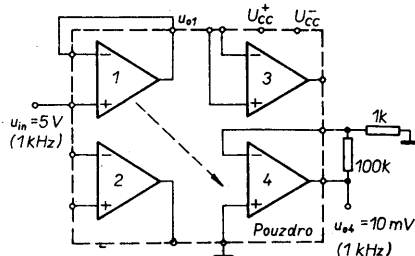
$$f_3 = \beta f_T = f_T / (1 + 100) \approx 10 \text{ kHz}$$

Nad frekvenci f_3 klesá přenos se strmostí 6 dB/okt. Šumová šířka pásma B_s takového filtru je určena vztahem

$$B_s = f_3 \cdot \pi / 2 = 15,7 \text{ kHz}$$

Spektrální hustota u_{is} je určena vztahem $u_{is} = U_{is} / \sqrt{B_s} = 2 \mu V / \sqrt{15,7 \cdot 10^3} = 15,96 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$.

ÚKOL 87: Přeslech mezi zesilovači – obr. 87



Obr. 87. Měření oddělení zesilovačů

Vyjádřete v dB přeslech (oddělení) zesilovače 1 a 4 pro uvedené poměry.

Budíme zesilovač 1, který je zapojen jako sledovač; měříme napětí na výstupu zesilo-

vače 4. Chceme posoudit průnik u_{i1} na vstup zesilovače 4. Je zřejmé, že vstupní napětí zesilovače 4 je

$$u_{i4} = u_{o4}/100 = 10 \text{ mV}/100 = 100 \mu V$$

Nyní již lze vyjádřit oddělení zesilovače 1 a 4 číslem

$$20 \log (u_{i1}/u_{i4}) = 20 \log (5/10^{-4}) = 94 \text{ dB}$$

Literatura

- [1] Soclof, S.: Analog integrated circuits. Prentice – Hall, Inc., 1985 (ruský překlad 1988).
- [2] Punčochář, J.: Když se řekne operační zesilovač. Příloha časopisu Amatérské radio, Electus 1991.
- [3] Mayer, D.: Úvod do teorie elektrických obvodů. SNTL Praha: 1981.
- [4] Kohlmann, Č.: Matematika ve sdělovací technice. SNTL: Praha 1960.
- [5] Beneš, O. – Černý, A. – Žalud, V.: Transistory řízené elektrickým polem. SNTL Praha: 1972.
- [6] Yunik, M.: Design of modern transistor circuits. Prentice – Hall, Inc., 1973.
- [7] Graeme, J.: Analog circuit applications. Burr – Brown Research Corporation 1978.
- [8] Jurkovič, K. – Zol J.: Příručka nízkofrekvenční obvodové techniky. Alfa: Bratislava 1985.
- [9] Punčochář, J.: Základy pro využití operačních zesilovačů v elektronice. ÚV Svazarmu: Praha 1987.
- [10] Allen, P. – Sánchez – Sinencio, E.: Switched capacitor circuits. Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1984 (ruský překlad 1989).

symetrický průběh:
 $t_1 = t_2$ $\beta_1 = 0,5$;

nesymetrický:

$t_1 > t_2$ $\beta_1 > 0,5$, v limitě $\beta_1 \rightarrow 1$,
 $t_1 < t_2$ $\beta_1 < 0,5$, v limitě $\beta_1 \rightarrow 0$;

$$b) \beta_2 = \frac{t_1}{t_2} = \frac{t_1}{T - t_1} = \frac{t_1 f}{1 - T_1 f} \quad (2),$$

symetrický průběh:

$t_1 = t_2$ $\beta_2 = 1$;

nesymetrický:

$t_1 > t_2$ $\beta_2 > 1$, v limitě $\beta_2 \rightarrow \infty$,
 $t_1 < t_2$ $\beta_2 < 1$, v limitě $\beta_2 \rightarrow 0$;

kde t_1 je šířka impulsu [s],

t_2 je délka mezery [s],

T je doba kmitu [s],

f je kmitočet [Hz].

Měřicí metoda popisovaná v tomto článku se opírá o definici střidy podle vztahu (1).

Měření střidy srovnávací osciloskopickou metodou

Uvedené nevýhody a nedostatky stávající metody odstraňuje způsob měření střidy napětí pravouhlého průběhu srovnávací osciloskopickou metodou za pomoci srovnávacího generátoru.

Podstata této metody spočívá v tom, že při vypnuté časové základně osciloskopu se přivádí měřené napětí s neznámou střidou na vstup vertikálního zesilovače osciloskopu a srovnávací napětí se známou střidou se přivádí na vstup horizontálního zesilovače osciloskopu. Na obrazovce se objeví čtyři

ostře svítící body, které ladicími prvky roztáhneme do čtyř terčíků, jejichž optické kmitání se potlačí kmitočtovým laděním srovnávacího generátoru a velikost střidy je dána takto zjištěným kmitočtovým rozdílem.

Výhodou naznačeného způsobu měření střidy je to, že k měření je zapotřebí pouze běžné přístrojové vybavení laboratoří, tzn. běžný osciloskop a přesný generátor, přičemž měření je dostatečně přesné, jednoduché a rychlé.

Podstata měřicí metody je blíže objasněna na praktickém příkladu. Obr. 2 znázorňuje základní zapojení měřicí metody, na obr. 3 je graf pro čtení střidy a na obr. 4 jsou znázorněny kmitající terčíky při rozdílné střídě.

Způsob měření je založen na srovnávání napětí pravouhlého průběhu U_x s neznámou střidou a srovnávacího napětí rovněž pravouhlého průběhu U_N o známé střídě $\beta = 0,5$. Předpokladem správného měření střidy je, aby obě napětí U_x a U_N měla stejný průběh a jejich kmitočet byl znám. Např. pro náš případ 1 kHz. Obě napětí se srovnávají pomocí osciloskopu, přičemž časová základna je po dobu měření vypnuta.

Měřené napětí U_x je připojeno na vstup vertikálního zesilovače 1 osciloskopu a srovnávací napětí U_N je připojeno na vstup horizontálního zesilovače 2. Po nastavení ovládacích prvků se na stínítku obrazovky 3 objeví čtyři ostře svítící body. Pomocí ovládacího prvku „ostření“ je možno tyto body roztáhnout do čtyř svítících terčíků (obr. 4). Mají-li obě napětí stejný kmitočet a stejnou střidu $\beta = 0,5$, zastaví se laděním srovnávacího generátoru kmitání terčíků přesně na tomto kmitočtu, tj. při $f_N = 1$ kHz napětí U_N srovnávacího generátoru. Podaří-li se kmitání terčíků zastavit, jsou oba kmitočty v tomto okamžiku absolutně stejné.

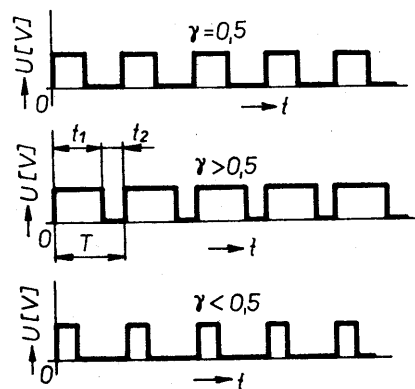
Má-li měřené napětí U_x střidu jinou než 0,5, přestanou terčíky kmitat při jiném kmitočtu f_N – kmitočet f_N se posouvá „dolů“. Grafické znázornění tohoto posuvu je vyjádřeno grafem na obr. 3. Z grafu je zřejmé, že posuv k nižším kmitočtům f_N je téměř lineární. Je-li střida $< 0,5$, kmitají střídavě horní dva terčíky, zatímco při střídě $> 0,5$ kmitají spodní dva terčíky, viz obr. 4.

Při vhodném cejchování kmitočtové stupnice f_N srovnávacího generátoru napětí U_N je možno tímto způsobem měřit s dostatečnou přesností střidu napětí pravouhlého průběhu nebo lze použít přímo graf podle obr. 3.

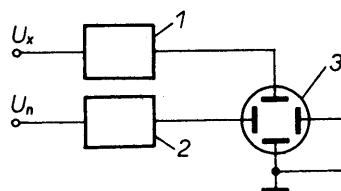
Závěr

Článek se zabývá přímou metodou měření střidy napětí pravouhlého průběhu o známém kmitočtu. Měřicí metoda spočívá ve srovnávání měřeného napětí s neznámou střidou se srovnávacím napětím o střídě 0,5, kdy čtyři ostře svítící body se pomocí ovládacích prvků vytvářejí do čtyř terčíků. Optické kmitání se zastaví kmitočtovým laděním srovnávacího generátoru. Kmitočtový posuv takto vzniklý je přímo úměrný velikosti střidy. Její velikost se přečte na cejchovním měřítku (stupnici) nebo se určí podle speciálního grafu. Přesnost metody je dána pouze přesností srovnávacího generátoru. Můžeme tedy mluvit o velmi přesné metodě měření.

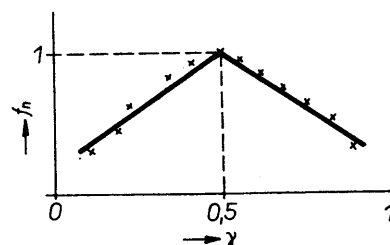
Obsah tohoto článku se opírá o autorské osvědčení AO 274 178 ze dne 29. 12. 1990 na vynález pod názvem: „Způsob měření střidy napětí obdélníkového průběhu.“



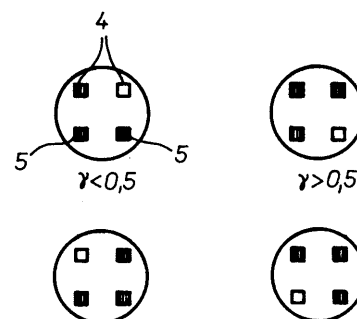
Obr. 1. Průběhy obdélníkového napětí pro definici střidy



Obr. 2. Základní zapojení měřicí metody



Obr. 3. Zobrazení kmitajících dvojic terčíků na obrazovce



Obr. 4. Graf pro čtení velikosti střidy z posuvu

Akustické výstupní zařízení „TELEGRAM“

Program „TELEGRAM“ používá vestavěný reproduktor jako výstupní zařízení, které výsledky činnosti počítače telegrafuje slyšitelnými telegrafními značkami místo obvyklejšího zobrazení na stínítku nebo tisku. Program je určen pro počítače ZX Spectrum, Didaktik Gama a počítače kompatibilní. Je vhodný tam, kde se chceme obejít bez televizoru (výstupních dat není příliš mnoho) a když nám nedělá potíže morseovka. Lze ho použít jako základ programů pro výuku telegrafní abecedy.

Program po inicializaci reaguje na znaky předávané příkazy např. PRINT 3, INPUT 3, LPRINT, LLIST do kanálu „P“ původně určeného pro printer. Současné použití tohoto programu a tiskárny se nepředpokládá.

Program je ve strojovém kódu o délce 631 byte a je podmínečně relokativní. Lze ho nahrát příkazem LOAD „TELEGRAM“ CODE XXXX a spustit např. příkazem RANDOMIZE USR XXXX, kde je adresa v paměti. Po prvním spuštění se program přizpůsobí místu uložení a připojí se ke kanálu „P“. Spuštění lze kdykoliv opakovat, připojení ke

kanálu se vždycky obnoví (např. po příkazu NEW). Jednou spuštěný program však už nelze přemísťovat.

Neumísťujte program pod adresu 8000 h (32768). Přednost při přístupu ke spodní části paměti má ULA, což způsobuje citelně pomalejší chod programu a vrčivý tón značek.

Činnost programu lze kdykoliv přerušit klávesou „BREAK“. Elektrický signál odpovídající značkám je k dispozici na zdířce pro magnetofon a značky lze nahrávat magnetofonem pro záznam programů bez dalších úprav.

Program vysílá všechna písmena mezinárodní telegrafní abecedy (MTA 2), číslice a interpunkční znaménka: křížek, tečku, otazník, čárku a lomítko. Kromě toho je vyslán znak # jako „chyba“ – 6 teček a symbol minus jako písmeno M, což umožňuje vysílat výsledky výpočtů.

Rychlost vysílání po nahrání programu je 100 zn/min. Rychlost lze kdykoliv změnit vysláním znaku * (CHAR\$ 42), za kterým následuje jeden ze znaků: 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9,

A, B, C, D, E, F, G, H, I, J. Nová rychlost odpovídá druhému znaku, rozsah rychlostí je 30 až 190 zn/min po 10 zn/min. Nastavovací znaky nejsou vysílány.

Vztah mezi rychlostí v baudech a zn/min je dán metodou „PARIS“, tj. 10 kroků (bitů) odpovídá jednomu znaku.

Chyba rychlosti vysílání nepřesáhne 1 % v celém rozsahu za předpokladu, že vysílaný text je v jednom řetězci a nemusí být teprve sestavován.

Program je předkládán ve formě pomocného programu v jazyce BASIC. Program obsahuje 63 řádků s příkazem DATA, které obsahují jednotlivé byte programu „TELEGRAM“. Jedenácté číslo v příkazu je vždy kontrolní součet předchozích deseti čísel modulo 256. Po spuštění program překontroluje jednotlivé řádky a ohlásí případnou chybu. Je-li program bez chyby, je v paměti od adresy 40000 sestaven kód programu a nabídnuto jeho nahrání na kazetu.

Pomocný program lze nahrát příkazem RUN 6000.

Zájemcům, kteří nechtějí program pracně přepisovat, ho autor rád nahraje na kazetu. Kazetu a zpětné poštovní pošlete na adresu:

Jan Čermák
Mikulovská 7
628 00 Brno

```
1 DATA 205,082,000,059,059,193,011,011,011,033,152
2 DATA 030,001,009,203,126,040,034,203,190,033,101
3 DATA 075,002,009,094,035,086,123,178,040,021,151
4 DATA 035,229,105,096,025,229,094,035,086,105,015
5 DATA 096,025,093,084,225,115,035,114,225,024,012
6 DATA 228,033,079,092,094,035,086,033,015,000,183
7 DATA 025,235,033,071,000,009,235,115,035,114,104
8 DATA 201,033,030,001,203,118,040,035,079,033,005
9 DATA 249,001,205,021,001,048,020,078,035,070,216
10 DATA 033,031,001,113,035,112,096,105,009,009,032
11 DATA 235,033,033,001,115,035,114,033,030,001,118
12 DATA 203,182,201,254,042,032,003,203,246,201,031
13 DATA 254,165,056,005,214,165,195,016,012,243,045
14 DATA 079,033,035,001,205,021,001,048,029,024,220
15 DATA 002,225,035,126,229,006,005,005,040,247,152
16 DATA 079,197,230,192,254,064,040,025,254,128,183
17 DATA 040,057,254,192,040,036,193,225,251,062,070
18 DATA 127,219,254,031,216,207,020,193,121,023,131
19 DATA 023,024,220,033,031,001,078,035,070,058,061
20 DATA 072,092,031,031,031,230,007,246,024,087,083
21 DATA 024,025,033,033,001,078,035,070,058,072,173
22 DATA 092,031,031,031,230,007,087,024,008,033,062
23 DATA 031,001,078,035,070,024,237,205,252,000,165
24 DATA 033,031,001,078,035,070,058,072,092,031,245
25 DATA 031,031,230,007,246,024,087,205,252,000,089
26 DATA 024,181,122,030,106,211,254,029,032,253,218
27 DATA 030,106,246,024,211,254,029,032,253,011,172
28 DATA 120,177,032,234,201,035,035,126,167,200,047
29 DATA 185,035,032,247,055,201,128,060,000,180,099
30 DATA 000,065,180,000,066,234,064,067,238,064,210
31 DATA 068,233,000,069,144,000,070,174,064,071,125
32 DATA 249,000,072,170,064,073,164,000,074,191,033
33 DATA 064,075,237,000,076,186,064,077,244,000,255
34 DATA 078,228,000,079,253,000,080,190,064,081,029
35 DATA 251,064,082,185,000,083,169,000,084,208,102
36 DATA 000,085,173,000,086,171,064,087,189,000,087
37 DATA 088,235,064,089,239,064,090,250,064,097,000
38 DATA 180,000,098,234,064,099,238,064,100,233,030
39 DATA 000,101,144,000,102,174,064,103,249,000,169
40 DATA 104,170,064,105,164,000,106,191,064,107,051
41 DATA 237,000,108,186,064,109,244,000,110,228,006
42 DATA 000,111,253,000,112,190,064,113,251,064,134
43 DATA 114,185,000,115,169,000,116,208,000,117,000
44 DATA 173,000,118,171,064,119,189,000,120,235,165
```

```
45 DATA 064,121,239,064,122,250,064,048,255,208,155
46 DATA 049,191,208,050,175,208,051,171,208,052,083
47 DATA 170,208,053,170,144,054,234,144,055,250,202
48 DATA 144,056,254,144,057,255,144,043,187,144,148
49 DATA 044,250,244,045,244,000,046,187,180,047,007
50 DATA 235,144,061,234,208,063,175,164,032,080,116
51 DATA 000,035,170,165,000,051,200,000,052,150,055
52 DATA 000,053,120,000,054,100,000,055,086,000,212
53 DATA 056,075,000,057,067,000,065,060,000,066,190
54 DATA 054,000,067,050,000,068,046,000,069,043,141
55 DATA 000,070,040,000,071,037,000,072,035,000,069
56 DATA 073,033,000,074,031,000,097,060,000,098,210
57 DATA 054,000,099,050,000,100,046,000,101,043,237
58 DATA 000,102,040,000,103,037,000,104,035,000,165
59 DATA 105,033,000,106,031,000,000,072,000,080,171
60 DATA 000,083,000,091,000,102,000,108,000,132,004
61 DATA 000,135,000,184,000,203,000,220,000,228,202
62 DATA 000,231,000,248,000,000,000,079,075,050,171
63 DATA 066,073,085,032,048,050,047,049,057,057,052
64 DATA 049,000,000,000,000,000,000,000,000,000,049
```

```
5000 FOR n=1 TO 64
5010 LET s=0
5020 FOR k=0 TO 9
5030 READ x
5040 LET s=s+x
5050 NEXT k
5060 LET q=256*INT (s/256)
5070 LET s=s-q
5080 READ x
5090 IF x<>s THEN PRINT "chyba v radku: ";n: STOP
5100 NEXT n
5110 RESTORE
5120 FOR N=1 TO 64
5125 FOR K=0 TO 9
5130 READ X
5140 POKE 40000+(N-1)*10+K,X
5144 NEXT K
5146 READ X
5150 NEXT N
5160 SAVE "TELEGRAM"CODE 40000,631
5999 STOP
6000 SAVE "BAS2TGRM"
```

Jedním z nejznámějších světových výrobců operačních zesilovačů je firma Linear Technology (USA). Z jejího přehledového katalo-

gu jsme vybrali ukázky z výrobního programu operačních zesilovačů pro nejrůznější použití (viz též 3. str. obálky). Z přehledu je

dobře patrný rozdíl mezi jednotlivými typy OZ (běžné, JFET, přístrojové atd.). Názvy uváděných parametrů viz str. 159.

MILITARY PRECISION OP AMPS




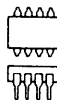
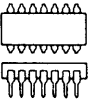
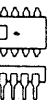
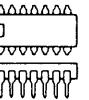

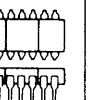
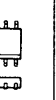
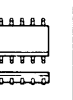
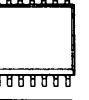
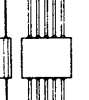
PART NUMBER	ELECTRICAL CHARACTERISTICS							IMPORTANT FEATURES
	V _{OS} MAX (μV)	TC V _{OS} (μV/°C)	I _B MAX (nA)	A _{VOL} MIN (V/mV)	SLEW RATE MIN (V/μs)	NOISE MAX 10Hz (nV/√Hz)	PACKAGES AVAILABLE	
SINGLE								
LT1001AM	15	0.6	2.0	450	0.15	18	H, J8	Extremely Low Offset Voltage, Low Noise, Low Drift
LT1001M	60	1.0	3.8	400	0.15	18	H, J8	
LT1006AM	50	1.3	15	1000	0.25	24 [†]	H, J8	Single Supply Operation, Fully Specified for +5V Supply
LT1006M	80	1.8	25	700	0.25	24 [†]	H, J8	
LT1007AM	25	0.6	35	7000	1.7	4.5	H, J8	Extremely Low Noise, Low Drift
LT1007M	60	1.0	55	5000	1.7	4.5	H, J8	
LT1008M	120	1.5	0.1	200	0.1	30	H	Low Bias Current, Low Power
LT1010M	90mV	0.6mV/°C [†]	150μA	0.995	75	90 [†]	H, K	High Speed Buffer, Drives ±10V into 75Ω
LT1012M	35	1.5	0.1	200	0.1	30	H	Low V _{OS} , Low Power
LT1022AM	250	5.0	0.05	150	23	50	H	Very High Speed JFET Input Op Amp with Very Good DC Specs
LT1022M	600	9.0	0.05	120	18	60	H	
LT1028AM	40	0.8	90	7000	11	1.7	H, J8	Lowest Noise, High Speed, Low Drift
LT1028M	80	1.0	180	5000	11	1.9	H, J8	
LT1037AM	25	0.6	35	7000	11	4.5	H, J8	Extremely Low Noise, High Speed
LT1037M	60	1.0	55	5000	11	4.5	H, J8	
LT1055AM	150	4	0.05	150	10	50	H	Lowest Offset, JFET Input Op Amp Combines High Speed and Precision
LT1055M	400	8	0.05	120	7.5	60	H	
LT1056AM	180	4	0.05	150	12	50	H	
LT1056M	450	8	0.05	120	9	60	H	
LT1077AM	40	0.4	9	250	0.12	40	H, J8	Micropower, Single Supply, Precision, Low Noise
LT1077M	60	0.4	11	200	0.12	29 [†]	H, J8	
LTC1050AM	5	0.05	0.035	3162	4 [†]	0.6μVp-p ^{**}	H, J8	Auto Zeroed Precision Op Amp, No External Capacitors Required
LTC1050M	5	0.05	0.050	1000	4 [†]	0.6μVp-p ^{**}	H, J8	
LTC1052M	5	0.05	0.03	1000	3 [†]	0.5μVp-p ^{**}	H, J, J8	Low Noise, Auto Zeroed Precision Op Amp
LTC1150M	5	±0.05	0.03	10000	3 [†]	0.6μVp-p ^{**}	H, J8	Auto Zeroed Precision Op Amp That Operates on ±15V Supplies. No External Capacitors Required
LF155A	2000	5	0.05	75	5	25 ^{†*}	H	JFET Inputs, Low I Bias, No Phase Reversal, Guaranteed TC V _{OS} on All Grades
LF155	3500	15	0.10	50	5	25 ^{†*}	H	
LF156A	2000	5	0.05	75	10	15 ^{†*}	H	
LF156	3500	15	0.10	50	9	15 ^{†*}	H	
LM10	2000	2 [†]	20	120		50 [†]	H, J8	On-Chip Reference Operates with +1.2V Single Battery
LM101A	2000	15	75	25	0.3	28 [†]	H, J8	Uncompensated General Purpose
LM107	2000	15	75	25	0.3	28 [†]	H, J8	Compensated General Purpose
LM108A	500	5	2	40	0.1	30 [†]	H	Low Bias Current, Low Supply Current
LM108	2000	15	3	25	0.1	30 [†]	H	
LM118	4000		250	25	50	42 [†]	H	High Speed, 15MHz
LT118A	1000		250	200	50	42 [†]	H, J8	High Speed, 15MHz
OP-05A	150	0.9	2	300	0.1	18	H, J8	Low Noise, Low Offset Drift with Time
OP-05	500	2.0	3	200	0.1	18	H, J8	
OP-07A	25	0.6	2	300	0.1	18	H, J8	Low Initial Offset, Low Noise, Low Drift
OP-07	75	1.3	3	200	0.1	18	H, J8	
OP-15A	500	5	0.05	100	10	20 ^{†*}	H	Precision JFET Input, Low I Bias, No Phase Reversal
OP-15B	1000	10	0.1	75	7.5	20 ^{†*}	H	
OP-15C	3000	15	0.2	50	5	20 ^{†*}	H	
OP-16A	500	5	0.5	100	18	20 ^{†*}	H	Precision JFET Input, High Speed, No Phase Reversal
OP-16B	1000	10	0.1	75	12	20 ^{†*}	H	
OP-16C	3000	15	0.2	50	9	20 ^{†*}	H	
OP-27A	25	0.6	40	1000	1.7	5.5	H, J8	Very Low Noise, Unity Gain Stable
OP-27C	100	1.8	80	700	1.7	8.0	H, J8	
OP-37A	25	0.6	40	1000	11	5.5	H, J8	Very Low Noise, Stable for Gain ≥ 5
OP-37C	100	1.8	80	700	11	8.0	H, J8	
OP-97A	25	0.6	±0.1	300	0.1	30	H, J8	Low Noise, Low Bias Current

PART NUMBER	ELECTRICAL CHARACTERISTICS							IMPORTANT FEATURES
	V _{OS} MAX (μV)	TC V _{OS} (μV/°C)	I _B MAX (nA)	A _{VOL} MIN (V/mV)	SLEW RATE MIN (V/μs)	NOISE MAX 10Hz (nV√Hz)	PACKAGES AVAILABLE	
DUAL								
LT1002AM	60	0.9	3.0	400	0.15	20	J	Dual, Matched LT1001 High CMRR, PSRR Matching
LT1002M	100	1.3	4.5	350	0.15	20	J	
LT1013AM	150	2.0	20	1500	0.2	24 [†]	H, J8	Precision Dual Op Amp in 8-Pin Package
LT1013M	300	2.5	30	1200	0.2	24 [†]	H, J8	
LT1024AM	50	1.5	0.12	250	0.1	33	D	Low V _{OS} , Low Power, Matching Specs
LT1024M	100	2.0	0.20	180	0.1	33	D	
LT1057AM	450	7	0.05	150	10	26 [†]	H, J8	Low Offset, JFET Input Multiple Op Amps Combine High Speed and Excellent DC Specs
LT1057M	800	12	0.075	100	8	26 [†]	H, J8	
LT1078AM	70	2.0	0.25	250	0.07 [†]	40	H, J8	Micropower, Precision, Single Supply, Low Noise Dual
LT1078M	120	2.5	0.35	200	0.07 [†]	29 [†]	H, J8	
LT1124AM	170	1	55	1000	2.3	5.5	J8	Dual Precision Op Amp, Low Noise, High Speed
LT1124M	250	1.5	70	700	2.0	5.5	J8	
LT1178AM	70	2.2	5	140	0.013	75	H, J8	17μA Max, Single Supply, Precision Dual
LT1178M	120	3.0	6	110	0.013	50 [†]	J, N	
LTC1051M	5	0.05	0.05	1000	4 [†]	0.4μVp-p**	J8	Dual, Precision Auto Zeroed Op Amp. No External Capacitors Required.
LF412AM	1000	10	0.1	100	10	20 ^{†*}	H, J8	High Performance Dual JFET Input Op Amp
LH2108A	500	5.0	2	40	0.1	30 [†]	D	Dual, Low Bias Current, Side Brazed Package
LH2108	2000	15.0	2	25	0.1	30 [†]	D	
OP-215A	1000	10	0.1	150	10	20 ^{†*}	H, J8	High Performance Dual JFET Input Op Amp
OP-215C	3000	20	0.2	50	8	20 ^{†*}	H, J8	
OP-227A	80	1.0	40	3000	1.7	6	J	Dual Matched OP-27
OP-227C	180	1.8	80	2000	1.7	9	J	
OP-237A	80	1.0	40	3000	10	6	J	Dual Matched OP-37
OP-237C	180	1.8	80	2000	10	9	J	
OP-270A	175	1	60	400	1.7	3.6 [†]	J8	Dual Precision Op Amp, Low Noise
QUAD								
LT1014AM	180	2.0	20	1500	0.2	24 [†]	J	Precision Quad Op Amp in 14-Pin Package
LT1014M	300	2.5	30	1200	0.2	24 [†]	J	
LT1058AM	600	10	0.05	150	10	26 [†]	J	Low Offset JFET Input Multiple Op Amps Combine High Speed and Excellent DC Specs
LT1058M	1000	15	0.075	100	8	29 [†]	J	
LT1079AM	120	2.0	0.25	250	0.07 [†]	40	J	Micropower, Precision, Single Supply, Low Noise Quad
LT1079M	150	2.5	0.35	200	0.07 [†]	26 [†]	J	
LT1125AM	170	1	55	1000	2.3	5.5	J	Quad Precision Op Amp, Low Noise, High Speed
LT1125M	250	1.5	70	700	2.0	5.5	J	
LT1179AM	100	2.2	3	140	0.013	75	J	17μA Max, Single Supply, Precision Quad
LT1179M	150	3.0	6	110	0.013	50 [†]	J	
LTC1053M	5	0.05	0.05	1000	4 [†]	0.4μVp-p**	J	Quad Precision Auto Zeroed Op Amp, No External Capacitors Required.
OP-470A	600	2	50	400	1.4	6.5	J	Quad Precision Op Amp, Low Noise

[†] Typical Spec

^{*} 100Hz Noise

^{**} DC to 1Hz Noise

										
H TO-5 8 LEAD 10 LEAD	J8 HERMETIC DIP 8 LEAD	J HERMETIC DIP 14 LEAD 16 LEAD 18 LEAD 20 LEAD 24 LEAD	N8 PLASTIC DIP 8 LEAD	N PLASTIC DIP 14 LEAD 16 LEAD 18 LEAD 20 LEAD 24 LEAD	D8 HERMETIC DIP 8 LEAD	D HERMETIC DIP 14 LEAD 16 LEAD 18 LEAD	S8 PLASTIC SO 8 LEAD	S PLASTIC SO 14 LEAD 16 LEAD	S PLASTIC SOL 16 LEAD 18 LEAD 20 LEAD 24 LEAD 28 LEAD	W CERPAC 10 LEAD

TYPY POUZDER OZ
(lead - vývody)

COMMERICAL PRECISION OP AMPS

PART NUMBER	ELECTRICAL CHARACTERISTICS							IMPORTANT FEATURES
	V _{OS} MAX (μV)	TC V _{OS} (μV/°C)	I _B MAX (nA)	A _{VOL} MIN (V/mV)	SLEW RATE MIN (V/μs)	NOISE MAX 10Hz (nV/√Hz)	PACKAGES AVAILABLE	
SINGLE								
LT1001AC	25	0.6	2.0	450	0.15	18	H, J8, N8	Extremely Low Offset Voltage, Low Noise, Low Drift
LT1001C	60	1.0	3.8	400	0.15	18	H, J8, N8, S8	
LT1006AC	50	1.3	15	1000	0.25	24 [†]	H, J8	Single Supply Operation, Fully Specified for +5V Supply
LT1006C	80	1.8	25	700	0.25	24 [†]	H, J8, N8	
LT1006S8	400	3.5	25	700	0.25	25	S8	
LT1007AC	25	0.6	35	7000	1.7	4.5	H, J8, N8	Extremely Low Noise, Low Drift
LT1007C	60	1.0	55	5000	1.7	4.5	H, J8, N8, S	
LT1008C	120	1.5	0.1	200	0.1	30	H, N8	Low Bias Current, Low Power
LT1010C	100mV	0.6mV/°C [†]	250μA	0.995	75	90 [†]	H, K, T	High Speed Buffer, Drives ±10V into 75Ω
LT1012C	25	0.6	100	300	0.1	30	H, N8	Low V _{OS} , Low Power
LT1012CA	50	1.5	0.15	200	0.1	30	H, N8	
LT1012D	60	1.7	150	200	0.1	30	H, N8	
LT1012S8	120	1.8	0.28	200	0.1	30	S8	
LT1022AC	250	5.0	0.05	150	23	50	H	Very High Speed JFET Input Op Amp with Very Good DC Specs
LT1022CH	600	9.0	0.05	120	18	60	H	
LT1022CN8	1000	15.0	0.05	100	18	60	N8	
LT1028AC	40	0.8	90	7000	11	1.7	H, J8, N8	Lowest Noise, High Speed, Low Drift
LT1028C	80	1.0	180	5000	11	1.9	H, J8, N8, S	
LT1037AC	25	0.6	35	7000	11	4.5	H, J8, N8	Extremely Low Noise, High Speed
LT1037C	60	1.0	55	5000	11	4.5	H, J8, N8, S	
LT1055AC	150	4	0.05	150	10	50	H	Lowest Offset, JFET Input Op Amp Combines High Speed and Precision
LT1055C	400	8	0.05	120	7.5	60	H	
LT1055CN8	700	12	0.05	120	7.5	60	N8	
LT1055S8	1500	15	0.1	120	7.5	70	S8	
LT1056AC	180	4	0.05	150	12	50	H	
LT1056C	450	8	0.05	120	9	60	H	
LT1056CN8	800	12	0.05	120	9	60	N8	
LT1056S8	1500	15	0.1	120	9.0	70	S8	
LT1077AC	40	0.4	9	250	0.12	40	H, J8, N8	Micropower, Single Supply, Precision, Low Noise
LT1077C	60	0.4	11	200	0.12	29 [†]	H, J8, N8	
LT1077S8	150	3.0	11	240	0.05	28 [†]	S8	
LT1097C	50	1.0	±0.250	700	0.1	16 [†]	N8	Low Cost, Low Power Precision
LT1097S8	60	1.4	±0.350	700	0.1	16 [†]	S8	
LT1115C	280	0.5 (Typ)	±380	2000	10	1.8	N8, S	Lowest Noise, Ultra Low Distortion Audio Optimized Op Amp
LTC1049C	10	0.1	±0.050	3162	0.8 [†]	1.0μVp-p**	J8, N8	Auto Zeroed Precision Op Amp, No External Capacitors Required
LTC1050AC	5	0.05	0.035	3162	4 [†]	0.6μVp-p**	H, J8, N8, S8	
LTC1050C	5	0.05	0.050	1000	4 [†]	0.6μVp-p**	H, J8, N8, S8	
LTC1052C	5	0.05	0.03	1000	3 [†]	0.5μVp-p**	H, N8, N	Low Noise, Auto Zeroed Precision Op Amp
LTC7652C	5	0.05	0.03	1000	3 [†]	0.5μVp-p**	H, N8	
LTC1150	5	0.05	0.03	10000	3 [†]	0.6μVp-p**	H, J8, N8, S8	Auto Zeroed Precision Op Amp That Operates on Standard ±15V Supplies. No External Capacitors Required
LF355A	2000	5	0.05	75	5	25 ^{†*}	H, N8	JFET Inputs, Low I Bias, No Phase Reversal
LF356A	2000	5	0.05	75	10	15 ^{†*}	H, N8	
LM10B	2000	2 [†]	20	120	—	50 [†]	H, J8	On-Chip Reference Operates with +1.2V Single Battery
LM10BL	2000	2 [†]	20	60	—	50 [†]	H, J8	
LM10C	4000	5 [†]	30	80	—	50 [†]	H, J8, N8	
LM10CL	4000	5 [†]	30	40	—	50 [†]	H, J8, N8	
LM308A	500	5	7	60	0.1	30 [†]	H, N8	Low Bias, Supply Current
LT318A	1000		250	200	50	42 [†]	H, J8, N8	High Speed, 15MHz
LM318	10000		500	25	50	42 [†]	H, J8, N8, S8	High Speed, 15MHz
OP-05C	1300	4.5	7	120	0.1	20	H, J8, N8	Low Noise, Low Offset Drift With Time
OP-05E	500	2.0	4	200	0.1	18	H, J8, N8	

[†] Typical Spec

[†] 100Hz Noise

^{**} DC to 1Hz Noise

PART NUMBER	ELECTRICAL CHARACTERISTICS							IMPORTANT FEATURES
	V _{OS} MAX (μV)	TC V _{OS} (μV/°C)	I _B MAX (nA)	A _{VOL} MIN (V/mV)	SLEW RATE MIN (V/μs)	NOISE MAX 10Hz (nV/√Hz)	PACKAGES AVAILABLE	
SINGLE								
OP-07C	150	1.8	7	120	0.1	20	H, J8, N8, S8	Low Initial Offset, Low Noise, Low Drift
OP-07E	75	1.3	4	200	0.1	18	H, J8, N8	
OP-15E	500	5	0.05	100	10	20 [†] *	H, N8	Precision JFET Input, Low I Bias,
OP-15F	1000	10	0.1	75	7.5	20 [†] *	H, N8	No Phase Reversal
OP-15G	3000	15	0.2	50	5	20 [†] *	H, N8	
OP-16E	500	5	0.05	100	18	20 [†] *	H, N8	Precision JFET Input, High Speed,
OP-16F	1000	10	0.1	75	12	20 [†] *	H, N8	No Phase Reversal
OP-16G	3000	15	0.2	50	9	20 [†] *	H, N8	
OP-27E	25	0.6	40	1000	1.7	5.5	H, J8, N8	Very Low Noise, Unity Gain Stable
OP-27G	100	1.8	80	700	1.7	8.0	H, N8	
OP-37E	25	0.6	40	1000	11	5.5	H, J8, N8	Very Low Noise, Stable for Gains ≥ 5
OP-37G	100	1.8	80	700	11	8.0	H, N8	
OP-97E	25	0.6	±0.1	300	0.1	30	H, N8	Low Power, Low I _B , Precision
DUAL								
LT1002AC	60	0.9	3.0	400	0.15	20	J, N	Dual, Matched LT1001 High CMRR,
LT1002C	100	1.3	4.5	350	0.15	20	J, N	PSRR Matching
LT1013AC	150	2.0	20	1500	0.2	24 [†]	H, J8	Precision Dual Op Amp in 8-Pin Package
LT1013C	300	2.5	30	1200	0.2	24 [†]	H, J8, N8	
LT1013D	800	5.0	30	1200	0.2	24 [†]	N8, S8	
LT1024AC	50	1.5	0.12	250	0.1	33	N	Low V _{OS} , Low Power, Matching Specs
LT1024C	100	2.0	0.20	180	0.1	33	N	
LT1057AC	450	7	0.05	150	10	26 [†]	H, J8	Low Offset JFET Input Multiple Op Amps
LT1057ACN8	450	10	0.05	150	10	26 [†]	N8	Combine High Speed and Excellent DC Specs
LT1057C	800	12	0.075	100	8	26 [†]	H, J8	
LT1057CN8	800	16	0.075	100	8	26 [†]	N8	
LT1057S	2000	5 [†]	0.1	100	8	26 [†]	S	
LT1057IS	2000	5 [†]	0.1	100	8	26 [†]	S	
LT1078AC	70	2.0	8	250	0.07 [†]	40	H, J8, N8	Micropower, Precision,
LT1078C	120	2.5	10	200	0.07 [†]	29 [†]	H, J8, N8, S	Single Supply, Low Noise Dual
LT1124AC	70	1	55	2000	3	5.5	N	Dual Precision Op Amp,
LT1124C	100	1.5	70	1500	2.7	5.5	J, N, S	Low Noise, High Speed
LT1178AC	70	2.2	5	140	0.013	75	H, J8, N8	17μA Max, Single Supply, Precision Dual
LT1178C	120	3.0	6	110	0.013	50 [†]	H, J8, N8	
LTC1051C	5	0.05	0.05	1000	4 [†]	0.4μVp-p**	J8, N8, S	Dual, Precision Auto Zeroed Op Amp.
								No External Capacitors Required
LF412AC	1000	10	0.1	100	10	20 [†] *	H, J8, N8	High Performance Dual JFET Input Op Amp
OP-215E	1000	10	0.1	150	10	20 [†] *	H, J8, N8	
OP-215G	3000	20	0.2	50	8	20 [†] *	H, J8, N8	
OP-227E	80	1.0	40	3000	1.7	6	J, N	Dual Matched OP-27
OP-227G	180	1.8	80	2000	1.7	9	J, N	
OP-237E	80	1.0	40	3000	10	6	J, N	Dual Matched OP-37
OP-237G	180	1.8	80	2000	10	9	J, N	
OP-270A	75	1	20	750	1.7	6.5	J	Dual Op Amp, Low Noise
OP-270C	250	3	60	350	1.7	3.6 [†]	N, S	
QUAD								
LT1014AC	180	2.0	20	1500	0.2	24 [†]	J	Precision Quad Op Amp in 14-Pin Package
LT1014C	300	2.5	30	1200	0.2	24 [†]	J, N	
LT1014D	800	5.0	30	1200	0.2	24 [†]	N, S	
LT1058AC	600	10	0.05	150	10	26 [†]	J	Low Offset JFET Input Multiple Op Amps
LT1058ACN	600	15	0.05	150	10	26 [†]	N	Combine High Speed and Excellent DC Specs
LT1058C	1000	15	0.075	100	8	26 [†]	J	
LT1058CN	1000	22	0.075	100	8	26 [†]	N	
LT1079AC	120	2.0	8	250	0.07 [†]	40	J, N	Micropower, Precision, Single Supply,
LT1079C	150	2.5	10	200	0.07 [†]	29 [†]	J, N, S	Low Noise Quad
LT1125AC	90	1	20	2000	3	5.5	N	Precision Quad Op Amp,
LT1125C	140	1.5	30	1500	2.7	5.5	J, N, S	Low Noise, High Speed
LT1179AC	100	2.2	5	140	0.013	75	J, N	17μA Max, Single Supply, Precision Quad
LT1179C	150	3.0	6	110	0.013	50 [†]	J, N	
LTC1053C	5	0.05	0.05	1000	4 [†]	0.4μVp-p**	J, N	Quad, Precision Auto Zeroed Op Amp.
								No External Capacitors Required

MILITARY HIGH SPEED OP AMPS

PART NUMBER	ELECTRICAL CHARACTERISTICS							IMPORTANT FEATURES
	MIN SLEW RATE (V/μs)	TYP SETTLING TIME TO 0.01% (μs)	TYPICAL GAIN BANDWIDTH PRODUCT (MHz)	MIN A _{VOL} (V/mV)	MAX V _{OS} (μV)	I _B MAX (nA)	PACKAGES AVAILABLE	
SINGLE								
LT1022AM	23	1.5	8.5	150	250	0.05	H	Very Good DC Specs
LT1022M	18	1.5	8.0	120	600	0.05	H	
LT1028AM	11	*	75	7000	40	90	H, J8	Lowest Voltage Noise, Good DC Specs
LT1028M	11	*	75	5000	80	180	H, J8	
LT1037AM	11	*	60	7000	25	35	H, J8	Low Voltage Noise, Good DC Specs
LT1037M	11	*	60	5000	60	55	H, J8	
LT1055AM	10	1.5	5.5	150	150	0.05	H	Lowest Offset JFET Input Op Amps
LT1055M	7.5	1.5	4.5	120	400	0.05	H	
LT1056AM	12	1.5	6.5	150	180	0.05	H	
LT1056M	9	1.5	5.5	120	450	0.05	H	
LT1122AM	60	0.340** 0.540***	14	180	600	0.075	J8	JFET Input. Faster and Better DC Specs Than OP-42. A and C Grades Have 100% Tested Settling Time
LT1122BM	60	0.350**	14	180	600	0.075	J8	
LT1122CM	50	0.350** 0.590***	13	150	900	0.1	J8	
LT1122DM	50	0.360**	13	150	900	0.1	J8	Inverting Applications Can Use External Compensation to Get 150V/μs Slew Rate
LM118	50	1†	15	25	4000	250	H	
LT118A	50	1†	15	200	1000	250	H, J8	Fast Slew Rate
OP-15A	10	4.5	6	100	500	0.05	H	Precision JFET Input, No Phase Reversal
OP-15B	7.5	4.5	5.7	75	1000	0.1	H	
OP-15C	5	4.7	5.4	50	3000	0.2	H	
OP-16A	18	3.8	8	100	500	0.05	H	Precision JFET Input, No Phase Reversal
OP-16B	12	3.8	7.6	75	1000	0.1	H	
OP-16C	9	4.0	7.2	50	3000	0.2	H	
DUAL								
LT1057AM	10	1.4	3.5	150	450	0.05	H, J8	Low Offset Voltage, JFET Input
LT1057M	8	1.4	3	100	800	0.075	H, J8	
LF412AM	10	2.3	5.7	100	1000	0.1	H, J8	JFET Input
OP-215A	10	2.3	5.7	150	1000	0.1	H, J8	JFET Input
OP-215C	8	2.4	5.5	50	3000	0.2	H, J8	Dual Matched OP-37
OP-237A	10	*	40	3000	80	40	J	
OP-237C	10	*	40	2000	180	80	J	
QUAD								
LT1058AM	10	1.4	3.5	150	600	0.05	J	Lowest Offset Voltage, JFET Input Quad
LT1058M	8	1.4	3	100	1000	0.075	J	

[†] To 0.1%

* Not recommended for Fast Settling Applications.

** 10V Step, to 1mV at Sum Node.

*** Maximum Value, 10V Step, to 1mV at Sum Node.

Pro rychlou orientaci jsou v katalogu i přehledy vyráběných OZ podle několika parametrů, např. podle teplotního driftu napěťové nesymetrie (μ V/ $^{\circ}$ C) - vlevo dole, podle napěťové nesymetrie vstupů (μ V) - na str. 159 nahoře, podle vstupního klidového proudu (nA) - na str. 159 vlevo dole, podle napájecího napětí (OZ napájené nesymetrickým napětím) - str. 159 vpravo dole, což je velmi praktické.

LOW OFFSET VOLTAGE DRIFT

Maximum Offset Voltage Drift

$\leq 0.05^{\circ}$ V/ $^{\circ}$ C	$\leq 0.6^{\circ}$ V/ $^{\circ}$ C	$\leq 1^{\circ}$ V/ $^{\circ}$ C	$\leq 1.5^{\circ}$ V/ $^{\circ}$ C	$\leq 2.0^{\circ}$ V/ $^{\circ}$ C	$\leq 3^{\circ}$ V/ $^{\circ}$ C	$\leq 5^{\circ}$ V/ $^{\circ}$ C
LTC1050A LTC1050 LTC1051(D) LTC1052 LTC1053(Q) LTC1150	LT1001A LT1007A LT1012A LT1037A LTC1049 ALL OP07A OP27A/E OP37A/E	LT1001 LT1002A(D) LT1007 LT1012C LT1037 LT1028 ALL OP05A/E OP227A/E OP237A/E	LT1002(D) LT1006A LT1008 LT1012M LT1024A(D) OP07 OP07E	LT1006 LT1012D LT1012S8 LT1013A(D) LT1014A(Q) LT1024(D) LT1078A(D) LT1079A(Q) LM10* LM10B* OP05 OP07C OP27C/G OP37C/G OP227C/G OP237C/G	LT1006CN8 LT1013C(D) LT1013M(D) LT1014C(Q) LT1014M(Q) LT1078(D) LT1079(Q) LT1178(D) LT1179(Q)	LT1006S8 LT1013D(D) LT1014D(Q) LT1022A LT1055A LT1056A LH2108A(D) LM10C* LM108A LM308A OP05C OP15A/E OP16A/E

*Typical

LOW OFFSET VOLTAGE

Max Input Offset Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

$\leq 15\mu\text{V}$	$\leq 25\mu\text{V}$	$\leq 75\mu\text{V}$	$\leq 150\mu\text{V}$	$\leq 1\text{mV}$
LT1001AM	LT1001AC	LT1001	LT1002	LT1013 (D)
LTC1049	LT1007A	LT1002A (D)	LT1006	LT1014 (Q)
LTC1050A	LT1012A	LT1006A	LT1008	LT1014A (Q)
LTC1050	LT1037A	LT1007	LT1012S8	LT1022 ALL
LTC1051	OP-07A	LT1012	LT1013A (D)	LT1055C
LTC1052	OP-27A	LT1012D	LT1024 (D)	LT1055M
LTC1053	OP-27E	LT1012S8	LT1028	LT1056AM
LTC1150	OP-37A	LT1024A (D)	LT1055AM	LT1056AC
LTC7652	OP-37E	LT1037	LT1055AC	LT1056M
		LT1077	LT1079A (Q)	LT1056C
		LT1078A (D)	LT1178 (D)	LT1057 ALL (D)
		LT1178A (D)	LT1179A (Q)	LT1058 ALL (Q)
		OP-07E	LT1179 (Q)	LT1078 (D)
		OP-07	OP-05A	LT1079 (Q)
		OP-97A	OP-07C, D	LT1115C
		OP-97E	OP-27C	LT1122 ALL
		LT1097C	OP-37C	LF412A
		LT1097S8	OP-227A, E (D)	LT1191
			OP-237A, E (D)	LT1192
				LT1220
				LT1221
				LT1222
				LH2108A (D)
				LM108A
				LM308A
				OP-05
				OP-05E
				OP-15A, E
				OP-15B, F
				OP-16A, E
				OP-16B, F
				OP-215A, E (D)

(D) — Dual Op Amp
(Q) — Quad Op Amp

Parametry, uváděné v těchto ukázkách:
 V_{OS} - napěťová nesymetrie vstupů
 $TC V_{OS}$ - teplotní drift napěťové nesymetrie

I_B - vstupní klidový proud
 A_{VOL} - zesílení
slew rate - rychlost přeběhu
noise - šum
settling time - doba ustálení
gain bandwidth product - kmitočtový rozsah (součin zesílení a kmitočtu)

high speed - velmi rychlý, auto zeroed - samočinně se nulující, general purposed - pro všeobecné použití, stable for gain ... - stabilní pro (do) zesílení ..., single supply - nesouměrný zdroj, single, dual, quad - jeden, dva, čtyři OZ v jednom pouzdru, packages available - vyrábí se v pouzdru, important features - důležité poznámky, very good DC specs - velmi dobré "stejnoseměrné" vlastnosti, micro-power - s malou výkonovou ztrátou, unity gain - jednotk. zes. atd.

LOW BIAS CURRENT

Max Input Bias Current ($T_j = 25^\circ\text{C}$)

$\leq 0.2\text{nA}$	$\leq 3\text{nA}$	$\leq 5\text{nA}$	$\leq 10\text{nA}$
LT1008	LT1001A	LT1001	LT1077A
LT1012 ALL	LT1002A (D)	LT1002 (D)	LT1078A (D)
LT1022 ALL	LT1006 ALL	LT1178A (D)	LT1079A (Q)
LT1024 ALL (D)	LM108	LT1179A (Q)	LT1078 (D)
LT1055 ALL	LM108A	OP-05E	LT1079 (Q)
LT1056 ALL	OP-05A	OP-07E	LT1178 (D)
LT1057 ALL (D)	OP-05		LT1179 (Q)
LT1058 ALL (Q)	OP-07A		OP-05C
LT1122 ALL	OP-07		LM308A
LF155 ALL			
LF156 ALL			
LF412A ALL			
LTC1049 ALL			
LTC1050			
LTC1051			
LTC1052			
LTC1053			
LTC1150			
LTC7652			
OP-15 ALL			
OP-16 ALL			
OP-215 ALL (D)			
OP-97A/E			
LT1097			

(D) — Dual Op Amp
(Q) — Quad Op Amp

SINGLE SUPPLY OPERATION

(Inputs and Outputs Operate Down to Ground with +V, GND Voltage Supplies)

SINGLE	DUAL	QUAD
LT1006	LT1013	LT1014
LT1077	LT1078	LT1079
LTC1049	LT1178	LT1179
LTC1050	LTC1051	LTC1053
LTC1052		
LTC1150		

VÁŽENÍ ČTENÁŘI!

V září a v listopadu 1993 vyjdou přílohy AR (Electus 93 a Malý katalog pro konstruktéry). Letos naše přílohy bude rozesílat firma:

Ing. Josef Šmíd, Sportovní 1380, 101 00 Praha 10.

Na této stránce je vytištěn objednávací lístek. Ten vystříhnete a čitelně vyplníte. Cena jednoho výtisku je 18 Kč včetně balného (papírová obálka) a poštovného. Příslušnou částku (18, 36, 54 Kč atd.) zašlete poštovní poukázkou typu C (žlutá) firmě "Ing. Josef Šmíd - zasilatelství" na výše uvedenou adresu. Potom vložíte vyplněný objednávací lístek do obálky a zašlete na stejnou adresu.

Toto vše učinite nejpозději do:

- a) v případě, že objednáváte pouze Electus 93, do 7. 7. 1993;
- b) v případě, že objednáváte pouze Malý katalog pro konstruktéry, do 20. 8. 1993;
- c) v případě, že objednáváte obě přílohy, do 7. 7. 1993.

Upozorňujeme, že v současné době lze poukázat peněžní úhradu prostřednictvím pošty pouze v České republice, ale po zaplacení může firma zasílat časopis i na Slovensko. Zasilatelská firma Vám zaručuje dodání časopisu do 14 dnů po jeho vydání. Obě přílohy AR vycházejí podstatně menším nákladem než měsíčník AR, proto Vám doporučujeme využít tuto nabídku.

Z obsahu letošních příloh AR

Electus 93: Přijímače VKV, Přesný měřič LC, Z historie radiotechniky, Magnetické antény, Napájecí zdroje, Časový spínač, Paket radio, Regata Columbus a mnoho dalších zajímavých článků.

Malý katalog pro konstruktéry: Přehledový katalog stabilizátorů, referenčních zdrojů a výkonových operačních zesilovačů.

Aktivní i pasivní elektro součástky za nízké ceny nabízí

LHOTSKY - E.A.
electronic actuall
Komenského 465/11
431 51 Klášterec nad Ohří

Nabídkový seznam zdarma zašleme.

Součástky odesíláme poštou, nebo je možný osobní odběr ve dnech:

Po až Pá /mimo St/ 8.00 - 12.00
Út, Pá též odpoledne 15.00 - 19.30

PLOŠNÉ SPOJE

publikované v AR nebo podle Vaší předlohy
vyrobíme fotocestou bez prokovených otvorů

Jednostranný 15-25 Kčs/dm²

oboustranný 25-35 Kčs/dm²

vrtání na obj. 4 hal/1 otvor

SPOJ

J. Kohout
Nosická 16
100 00 Praha 10
tel. 78 13 823

V. Kohout
U zahrádkářské kolonie 244
142 00 Praha 4
tel. 47 28 263

INZERCE



Inzerce přijímá osobně a poštou Vydavatelství Magnet-Press, inzertní oddělení (inzerce ARB), Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 96 51-9 linka 341, fax 23 62 439 nebo 23 53 271. Uzávěrka tohoto čísla byla 1. 6. 1993, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Cena za první řádek činí 44 Kč a za každý další (i započatý) 22 Kč. Platba je včetně daně z přidané hodnoty. Cena za plošnou inzerce se řídí velikostí inzerátu. Za 1 cm² plochy je cena stanovena na 18 Kč. K ceně se připočítává 23 % DPH. Nejmenší velikost plošného inzerátu je 55x40 mm. Za opakovanou inzerce poskytujeme výhodné slevy od 10 až 30 %. Texty pište čitelně, nejlépe hůlkovým písmem nebo na stroji, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

Věcné prémie i 40 000 Kč připraveny!

Nezapomeňte, že 4. září 1993 (pošt. razítko) je uzávěrka konkursu AR o nejlepší amatérské konstrukce za rok 1993. Podrobné - letos velice výhodné - podmínky konkursu jsou zveřejněny v AR A2/1993, s. 3 a 4.

Kromě 40 000 Kč z prostředků redakce AR budou udělovány věcné prémie od těchto sponzorů:

AMA Plzeň (věnuje prémii FM transceiver ALINCO DJ S1)

ELING Nová Dubnice (věnuje skříňky BOPLA)

ELIX Praha (věnuje družicový přijímač AMSTRAD 320)

FAN radio Plzeň (věnuje vozidlovou CB radiostanici DNT Coupé)

GES Electronics Plzeň (věnuje sady součástek)

GM Electronic Praha (věnuje digit. osciloskop Hung Chang)

Objednávka příloh AR

Objednávám u firmy Ing. Josef Šmíd - zasilatelství,
Sportovní 1380, 101 00 Praha 10.

AR příloha 1 (Electus 93): ☐ ks

AR příloha 2 (M. katalog): ☐ ks

AR přílohy 1 + 2: ☐ ks

JMÉNO A PŘÍJMENÍ:

ADRESA:

PSC:

PODPIS

PRODEJ

SL1452, μ A733, 10116, BFQ69, (515, 29, 62, 78). BFG65, GT346B, AF239S, BB405 (76, 19, 20, 8). AY-3-8500, AY-3-8910, TDA1510, A2005 (275, 346, 75, 40). LA4445, LA4461, HA13001, TA7270 (82, 98, 112, 109). BA5406, KA2206, Ty-KZ120A (78, 62, 26) zaslané ihned. Zoznam zdarma. M. Rezníček, Na Sihoti 6, 010 01 Žilina.
Servisní manuál (kopie) ZX Spectrum+2 (60+pošt.). Buček, Šustaly 1083, 742 21 Koprivnice.

**Reproduktory
a reproduktorové
soustavy
trochu jinak**